RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRG. **17** SEPTEMBER 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

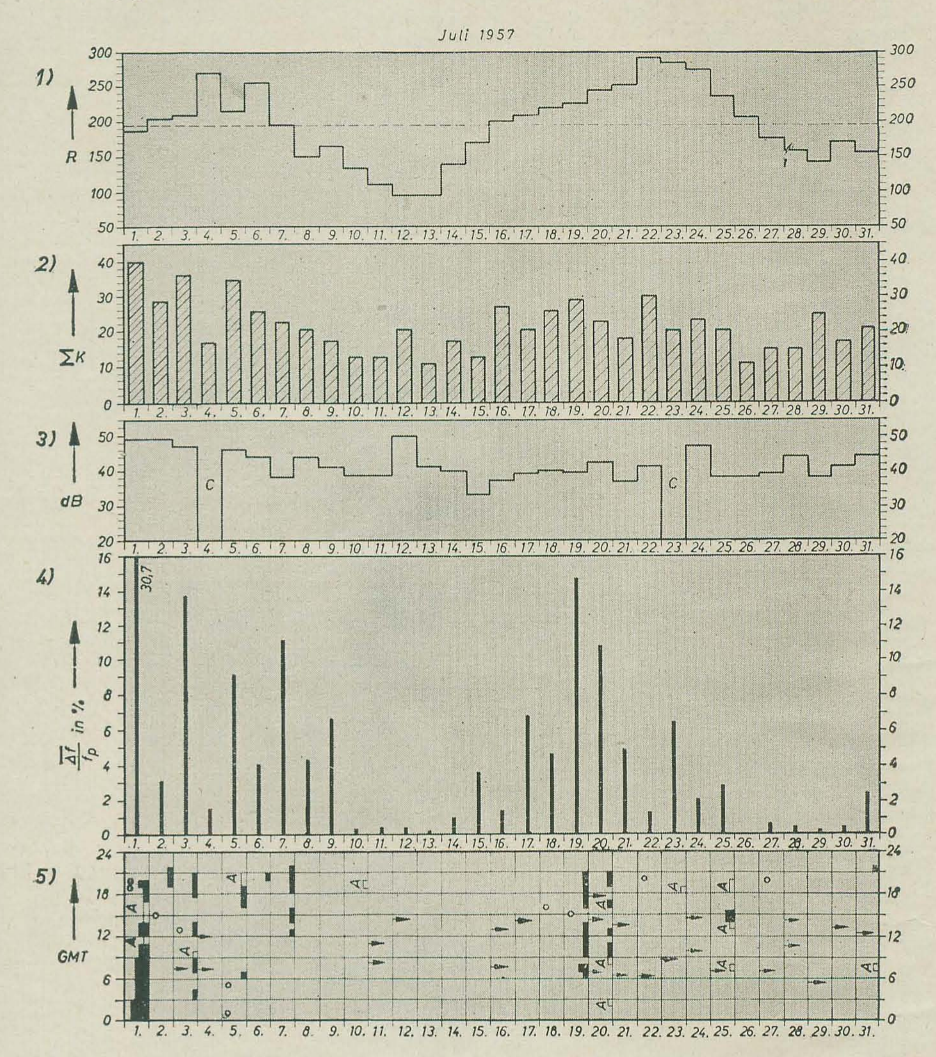
Unser Titelbild zeigt den Systemaufbau von zwei Kaltkatodenröhren. Links die Röhre GR 16 (Cerberus) mit Reinmetallkatode, rechts die Z 5823 (WF) mit aktivierter Katode. k = Katode, s = Starterelektrode, a = Anode, befindet sich bei der GR 16 im Abschirmrohr Ar, h = Hilfs- oder Vorionisationselektrode. Das Bild gehört zu dem Beitrag „Aufbau und Arbeitsweise von Relaisröhren" auf Seite 535 in diesem Heft.

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 4102
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

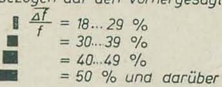
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Die KW-Ausbreitung im Juli 1957 und Vorschau für Sept. 1957

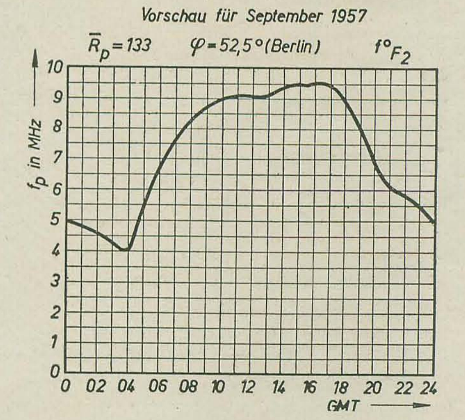
Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz
C = Gerätestörung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Breisach/Rhn)
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$
f_p = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Breisach) bezogen auf den vorhergesagten Wert



→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes $A \geqq 60\gamma$ bezogen auf eine Stunde
▯ Streuecho ▯ Abdeckung durch E-Schicht



Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin, und die Beauftragten der Zentralen Zeitschriftenwerbung
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Léguè 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P.O.B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P.O.B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

1. SEPTEMBERHEFT 6. JAHRGANG **17** | 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Sonderlager und Sonderwerte

In Heft 10 (1957) von RADIO UND FERNSEHEN wies Herr H. Wardeck, Gruppenleiter der Hauptabteilung Forschung und Entwicklung im Ministerium für Allgemeinen Maschinenbau, auf die Einrichtung von Sonderlagern für Bauelemente für Forschungs- und Entwicklungsbedarf hin, die ab IV. Quartal 1957 voll operativ zur Verfügung stehen sollen. Auf einer von unserer Zeitschrift veranstalteten Tagung der Entwicklungsplaner der Hochfrequenzindustrie der Deutschen Demokratischen Republik, an der auch Herr Dr. Heinze, Leiter der Abteilung Forschung, Entwicklung und Konstruktion der HV RFT, und Herr Wardeck als Gäste teilnahmen, berichtete letzterer über das Lager der DHZ Elektrotechnik in Potsdam. Nur 80 % der in den eingereichten Listen enthaltenen Bauelemente werden tatsächlich auf Lager gehalten, weil die anderen Werte zu selten verlangt werden; werden sie doch einmal angefordert, so muß der Lagerverwalter sie auf dem üblichen Wege bei WBN-Teltow (es handelt sich im wesentlichen um ein Lager für Widerstände) bestellen. Und vor allem: das Lager führt nur DIN-Werte; mit Sonderwerten, die das eigentliche Problem bei der Beschaffung von Bauelementen für Forschungs- und Entwicklungszwecke darstellen, gibt es sich überhaupt nicht ab. Im Grunde verständlicherweise, denn wie soll man Sonderwerte — Werte, die sich erst bei der Entwicklung ergeben — vorausschauend auf Lager halten können? Lagerhalter als Propheten?!

Es soll einige führende Mitarbeiter in der Hochfrequenzindustrie geben, darunter sogar Werkleiter und leitende Funktionäre im Ministerium, die Sonderwerte als eine Art überflüssigen Luxus der Entwickler ansehen. Natürlich soll man aus der Benutzung von Sonderwerten keinen Sport machen; natürlich wird der gute Entwickler versuchen, sein neues Gerät soweit wie möglich mit DIN-Werten auszurüsten. Aber — auf der Tagung wurde dieses Beispiel mit Recht angeführt — man sage uns doch einmal, wie man einen Widerstandswert in einem Filter, der bis auf sechs Stellen hinter dem Komma ausgerechnet ist, mit DIN-Werten darstellen soll! Die Erfordernisse der Wirtschaft stellen dem Techniker ständig neue Aufgaben, höhere, diffizilere, kompliziertere Aufgaben, Aufgaben aus eben erschlossenen Gebieten der Wissenschaft. Glaubt man ernsthaft, daß diese neuen Aufgaben immer mit den alten, bereits vorhandenen DIN-Werten lösbar sind? Man sollte sich doch über den dialektischen Prozeß klar werden, wonach aus Sonderwerten DIN-Werte werden!

Die „Lösung" des Ministeriums für Allgemeinen Maschinenbau, Sonderlager für Entwicklungsbedarf einzurichten, erweist sich also als keine wirkliche Lösung des Problems, Forschung und Entwicklung mit den von ihnen benötigten Bauelementen zu versorgen. DIN-Werte sind nicht mehr das Problem, die gibt es schon: wenn es auch ohne Zweifel vorteilhaft ist, bestimmte Quantitäten für Entwicklungsbedarf vorrätig zu halten. Das Problem sind die Sonderwerte, die man nicht auf Lager halten kann.

Auf der eingangs erwähnten Tagung der Entwicklungsplaner wurde daher vorgeschlagen, daß Sonderwerte kurzfristig auf Bestellung hergestellt und geliefert werden sollten. Hersteller sollten die Entwicklungswerkstätten der Bauelementewerke sein, also vor allem die des Carl-von-Ossietzky-Werkes Teltow, des Kondensatorenwerkes Gera, aber auch des Gerätewerkes Großräschen, der Keramischen Werke Hermsdorf und der Werke für Kontakt- und Schalterbauelemente. Dieser Lösungsvorschlag, mit dem sich die Redaktion von RADIO UND FERNSEHEN vollauf identifiziert, befindet sich im Grunde im Einklang mit den Absichten des Gesetzgebers. Derartige Werkstätten sind nämlich — laut Verfügungen und Mitteilungen des MfAM Nr. 3, 1957 — „im Rahmen der gegebenen Möglichkeiten so auszustatten, daß die Fertigungsmuster und Nullserien ohne Inanspruchnahme von Produktionsbetrieben hergestellt werden können". Solche Werkstätten existieren also, und sie besitzen auch — zum Teil wenigstens — die erforderliche Kapazität, aber sie unterstehen zum Beispiel in Teltow und Gera der Produktion bzw. sie werden von der Produktion mit Beschlag belegt.

Und hier muß ein Wort zu einer völlig falschen und gefährlichen Auslegung des Begriffes „Rentabilität" gesagt werden. Natürlich ist es mühsam und kostspielig, die von der Entwicklung geforderten Sonderwerte in Kleinstserien oder gar Einzelfertigung herzustellen. Aber Wirtschaftsfunktionäre, die die Herstellung solcher Bauelemente in Sonderwerten ablehnen, weil sie „unrentabel" sei, sollten recht bald umlernen und begreifen, daß sie in einer sozialistischen Wirtschaft tätig sind. Im Sozialismus wird nicht am Pfennig gespart, um an der Mark zu verlieren. Es ist die Aufgabe der Werkleiter und der anderen Wirtschaftsfunktionäre, nicht nur ihren Betrieb und die Situation von heute zu sehen, sondern auch unsere gesamte Volkswirtschaft und ihre politischen und ökonomischen Bedürfnisse von morgen. Es ist weder rentabel noch Sinn der wirtschaftlichen Rechnungsführung, heute einige Pfennige einzusparen, indem man die von der Entwicklung geforderten Sonderwerte nicht herstellt, um dadurch morgen die Absatz- und Exportmöglichkeiten und die Möglichkeiten der Steigerung der Arbeitsproduktivität auf das äußerste zu gefährden!

Die Entwicklungs- und Sonderwerkstätten sollten also ihrem ursprünglichen Zweck wieder zugeführt werden; und das MfAM sollte zusätzlich anordnen, daß Bauelemente für Forschungs- und Entwicklungszwecke vorrangig und kurzfristig herzustellen sind. Auch diese Anweisung besteht bereits im Prinzip. In den Verfügungen und Mitteilungen des MfAM Nr. 11, 1956, heißt es im Abschnitt X: „Für die Herstellung und den Bau von Funktions- und Fertigungsmustern ist eine einheitliche Kennzeichnung, z. B. NT (Neue Technik) einzuführen... Die mit dem Kennzeichen versehenen Aufträge sind vorrangig zu bearbeiten. Die für Musterbauten vereinbarten Termine dürfen zugunsten anderer Aufträge nur mit ausdrücklicher vorheriger Zustimmung des zuständigen Ministers geändert werden." Wir haben nicht den Eindruck, daß man sich bereits allgemein sinngemäß nach dieser Anordnung richtet!

Von unseren Werkleitern und den anderen Wirtschaftsfunktionären verlangen wir, daß sie die Gesetze der Arbeiter-und-Bauern-Macht wirklich praktisch anwenden — auch dort, wo es erst mal unbequem ist! Vom MfAM aber fordern wir, daß es den Vorrang der Produktion von Bauelementen für die Forschung und Entwicklung noch eindeutiger festlegt, als das bis jetzt schon geschehen ist; und daß es im übrigen die Durchführung seiner Verfügungen und Anweisungen besser kontrolliert als bisher.

P. S.



RADIO UND FERNSEHEN befaßte sich bereits im Heft 14 (1956) S. 413 „CQ, DHZ und VEB, bitte kommen!" und unter „Unsere Leser schreiben" im Heft 6 (1957) mit den Schwierigkeiten der Amateure und Bastler bei der Beschaffung von Einzelteilen für ihre Selbstbaugeräte. Aus unserem Leserkreis kam nun der Vorschlag, diese Schwierigkeiten durch die Einrichtung eines zentralen Versandgeschäftes für Bastlerbedarf zu beseitigen, das die Möglichkeit hat, ein ausreichend sortiertes Lager zu unterhalten. Wir griffen diesen guten Gedanken auf und suchten einen Organisator für dieses Unternehmen.

Der Leiter der Hauptverwaltung RFT, Kollege Schmidt, bestätigte uns anläßlich einer Pressekonferenz auf unsere diesbezügliche Frage die Notwendigkeit und die Vorteile eines derartigen Versandhauses, er sagte auch seine Unterstützung bei der Bereitstellung von Material zu, die Organisation aber, so meinte er, müßte Sache des Ministeriums für Handel und Versorgung sein, da es hier um Handelsfragen ginge. Viel Verständnis für die Sorgen der Bastler und Amateure fanden wir bei der Zentralen Leitung der DHZ Elektrotechnik. Die DHZ hat in bezug auf Bastlerbedarf schon oft über ihren Aufgabenbereich hinaus geholfen. Aber gerade weil die Belieferung von Einzelverbrauchern über ihre Zuständigkeit als hauptsächlicher Lieferant für die Industrie hinausgeht, kann die DHZ das Versandgeschäft nicht übernehmen.

Ein neuer Vorschlag kam vom Kollegen Mühle vom Ministerium für Handel und Versorgung, Hauptabteilung Einzelhandel. Er sah die günstigste Lösung darin, den Industrieläden für Rundfunk und Fernsehen eine Abteilung für Bastlerbedarf mit einem Versandgeschäft anzugliedern.

Inwieweit sich diese Möglichkeit realisieren läßt oder ob ein zentrales Versandgeschäft eingerichtet wird und von wem, darüber soll in nächster Zeit zwischen dem Ministerium für Handel und Versorgung, der HV RFT, der DHZ und RADIO UND FERNSEHEN beraten werden. Über die Ergebnisse dieser Besprechungen werden wir zu gegebener Zeit berichten. Die Redaktion

G. HERRMANN und H. SACHS

Der Gegenparallel-Verstärker

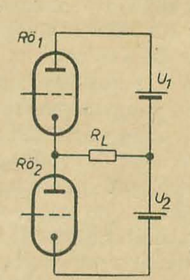
Mit der ständig wachsenden Verbreitung des UKW-Rundfunks und der fortschreitenden Vervollkommnung der Fonotechnik gewann die Forderung nach einer wirklichkeitsnahen Wiedergabe von Sprache und Musik durch Rundfunkempfänger und Verstärkeranlagen immer mehr an Bedeutung. Viel Mühe wurde in den letzten Jahren aufgewandt, um neue und noch verzerrungsärmere Verstärker zu entwickeln. Die Hauptbedingungen, die heute ein Verstärker erfüllen muß, um den gesteigerten Qualitätsanforderungen gerecht zu werden, sind die Übertragung eines Frequenzbandes von etwa 40 Hz bis 15 kHz ± 1 db sowie ein Klirrfaktor von <1% bei Vollaussteuerung. Außerdem soll er eine ausreichende Ausgangsleistung besitzen, damit auch bei Aussteuerungsspitzen eine unverzerrte Wiedergabe gewährleistet ist. Weiterhin werden Brummfreiheit und ein hoher Störspannungsabstand gefordert.

Mit den heute zur Verfügung stehenden Röhren ist es relativ einfach, eine geforderte Verstärkung über den gesamten Tonfrequenzbereich zu erhalten. Mittels frequenzbestimmender Anordnungen kann jede gewünschte Anhebung bzw. Absenkung bestimmter Frequenzbereiche vorgenommen werden. Schwierig wird es, wenn die Tonspannung mittels Übertrager an Lautsprecher abgegeben werden soll.

Als klassische Schaltung zur Übertragung größerer Leistungen kann die Gegentaktschaltung (meist für A/B-Betrieb ausgelegt) angesehen werden. Die mit dieser Schaltung zu erreichende Verzerrungsfreiheit und Stabilität über ein breites Frequenzband ist hauptsächlich von der Güte des verwendeten Ausgangsübertragers abhängig. Diesem Bauteil muß um so höhere Beachtung geschenkt werden, je mehr ein Verstärker zur Erzielung guter Eigenschaften gegengekoppelt ist. Vor allem nach höheren Frequenzen zu kann die Gegenkopplung durch unerwünschte Phasendrehungen leicht zur Mitkopplung werden und damit zu Unstabilitäten führen. Teilweise geht die Industrie bei der Bemessung der Endstufen von Verstärkern so weit, daß beim Wechsel von einer Ausgangsimpedanz auf eine andere (z. B. von 8 auf 15 Ω) die Bauelemente im Gegenkopplungskanal umgeschaltet werden. Ursache für die Unstabilität bei höheren Frequenzen und die Zunahme der Verzerrungen bei größeren Aussteuerungen ist die Streuinduktivität des Ausgangsübertragers. Um diese herabzusetzen werden in Qualitätsverstärkern Übertrager verwendet, deren Primär- und Sekundärwicklungen in mehrere Kammern oder Schichten aufgeteilt sind[1]). Die Herstellungskosten für dieses Bauteil sind recht hoch. Es verteuert also ein Gerät und ist trotzdem nicht völlig verzerrungs- und verlustfrei.

Eine Verbesserung in bezug auf die Übertragungseigenschaften der klassischen Gegentaktendstufe, insbesondere niedrigen Innenwiderstand (in Annäherung an die früher verwendete Gegentaktschaltung mit Trioden) scheint die sog. Ultralinearschaltung zu bringen. In der Fachliteratur finden sich hierüber keine übereinstimmenden Ansichten. Eines jedenfalls haben diese Schaltungen gemeinsam: ihr schwächstes bzw. kritischstes Glied ist der Ausgangsübertrager. Die Entwicklung führte zwangsläufig zu Schaltungen, die entweder ganz auf einen Ausgangsübertrager verzichten oder aber ohne Nachteile die Verwendung einer einfachen Ausführung gestatten.

Das Prinzip einer derartigen Schaltung zeigt Bild 1. Wird eine der Röhren umgepolt und werden gleichzeitig Betriebsspannungen und Lautsprecher miteinander vertauscht, so erhält man wieder die klassische Gegentaktschaltung (Bild 2). Hier sind die Röhren gleichspannungsmäßig parallel- und wechselspannungsmäßig hintereinander geschaltet. Bei der im Bild 1 dargestellten Schaltung ist es umgekehrt. Die Röhren liegen



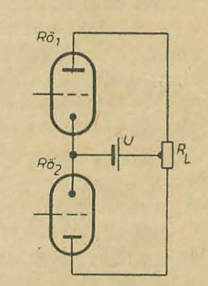


Bild 1 (links): Beispiel einer Gegentaktschaltung, die die Verwendung eines einfachen Ausgangsübertragers gestattet
Bild 2: Prinzip der klassischen Gegentaktschaltung

gleichspannungsmäßig in Reihe und wechselspannungsmäßig parallel. Damit sinkt der Anpassungswiderstand einer Endstufe in dieser Schaltung auf $^1/_4$ des Wertes der normalen Gegentaktschaltung. Bei dieser gilt $R_{aa} = \frac{2 \cdot U_a}{I_a}$. Bei der Schaltung nach Bild 1 ist dann $R_a = \frac{U_a}{2 \cdot I_a}$.

Bei der sog. „eisenlosen" Endstufe erhält man bei geeigneter Wahl der Endröhren Ausgangswiderstände von etwa 800 Ω. Hierbei liegt der Lautsprecher ohne Zwischenschaltung eines Übertragers zwischen dem Verbindungspunkt der beiden Röhren und der Katode von Röhre 2 (Bild 3). Eine galvanische Trennung zwischen Röhren und Lautsprecher erreicht man durch einen Kondensator.

[1]) Hierzu siehe auch auf S. 542 dieses Heftes den Beitrag von R. Richter „Streuarme Wicklung für Ausgangstrafo".

Der Nachteil der in den Bildern 1 und 3 dargestellten Endstufen liegt in der zum Betrieb erforderlichen hohen Batteriespannung. Wird mit Gleichspannungen üblicher Höhe gearbeitet, wie dies z. T. bei der „eisenlosen" Endstufe geschieht, werden die Röhren nicht ausgenutzt und damit Leistung verschenkt. Hinzu kommt, daß bei der letztgenannten Schaltung ein Speziallautsprecher mit einer Impedanz

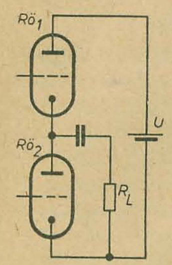


Bild 3: Prinzip der „eisenlosen" Gegentaktendstufe

von etwa 800 Ω vorhanden sein muß. Da die Möglichkeit der wahlweisen Anschaltung von Lautsprechern verschiedener Impedanz nicht gegeben ist, scheidet diese Schaltung für Verstärkeranlagen aus.

Das Gegenparallel-Prinzip

Die Nachteile der angeführten Verstärker vermeidet eine von dem Finnen T. M. Köykkä, Helsinki, erfundene Schaltung. Das Prinzip ist im Bild 4 dargestellt. Man erhält diese Anordnung, indem im Bild 1 $Rö_2$ und U_2 umgepolt und gegeneinander vertauscht werden. Wie aus Bild 4 ersichtlich ist, liegen auch bei dieser Schaltung die beiden Endröhren gleichspannungsmäßig in Reihe und für die Wechselspannung parallel. Beide Röhren geben ihre Wechselstromleistung an R_L ab, ohne daß hierfür ein Gegentaktübertrager erforderlich ist. Da hier ebenfalls der Anpassungswiderstand R_L nur $^1/_4$ des Widerstandes der normalen Gegentaktschaltung beträgt und R_L außerdem gleichspannungsfrei betrieben wird, ergeben sich für die Anpassung außerordentlich günstige Verhältnisse.

Will man diese Stufe nicht wie die „eisenlose" Endstufe direkt auf Lautsprecher arbeiten lassen, so wird der erforderliche Übertrager durch das Vorhandensein nur einer Primärwicklung einfach und billig. Daraus resultieren eine weitere Verein-

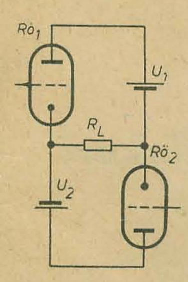


Bild 4: Prinzip der von T. M. Köykkä entwickelten Gegenparallelschaltung

fachung im Aufbau sowie eine Verbesserung seines Wirkungsgrades. Von Vorteil ist weiter, daß durch die Eigenart dieser Schaltung keine Verzerrungen durch Streuinduktivitäten hervorgerufen werden können.

Nachteilig erscheint die Notwendigkeit zweier getrennter Netzteile. Da der Aufwand für beide aber nicht größer ist als für ein Zweiweggleichrichterteil, kann kaum von einem wirklichen Nachteil gesprochen werden. Allerdings werden zwei getrennte Gleichrichterstrecken benötigt; dafür wird aber die sonst notwendige Siebdrossel eingespart.

Die Schaltung

Bild 5 zeigt das Gesamtschaltbild eines Gegenparallel-Verstärkers, der entsprechend Bild 4 von den Verfassern aufgebaut und erprobt wurde. Während das Prinzipschaltbild in seiner Wirkungsweise relativ einfach zu verstehen ist, weist die ausgeführte Schaltung einige Besonderheiten auf. Wie aus Bild 5 zu ersehen ist, hat keines der beiden verwendeten Netzteile direkte Verbindung mit dem Chassis. Das bedeutet, daß die Gleichspannungsquellen, im Gegensatz zu der üblichen Schaltungsweise, Tonspannung führen. Das wirkt sich jedoch nicht nachteilig aus. Der Versuchsaufbau hat gezeigt, daß die Schaltung sehr brummunempfindlich ist. Das gilt sowohl in bezug auf die Anordnung der Bauteile als auch für die Anodenstromversorgung in der Endstufe auch bei Vollaussteuerung nur äußerst geringe Verzerrungen. Der Bedarf an Steuerspannung für die Endröhren ist durch die Schaltung bedingt so hoch, daß sie durch eine normale Phasenumkehrschaltung nicht aufgebracht werden kann. In der ausgeführten Schaltung nach Bild 5 liegen deshalb die Außenwiderstände R_{10} und R_{14} von $Rö_2$ wechselspannungsmäßig an der Katode der Endröhre, die von dem betreffenden System angesteuert wird. Es entsteht so eine Mitkopplung, durch welche die pro Endröhre erforderliche Höhe der Eingangswechselspannung erreicht wird. So voreingenommen man normalerweise gegenüber einer Mitkopplung in NF-Verstärkern sein mag, der Versuch hat gezeigt, daß die angegebene Schaltung unkritisch ist und völlig stabil arbeitet.

In der Phasenumkehrstufe wird eine Schaltung benutzt, die man in letzter Zeit häufig in Qualitätsverstärkern antrifft. Verwendet wird eine Doppeltriode, deren System I die Tonspannung am Steuergitter zugeführt wird. Das System II arbeitet in Gitterbasisschaltung, wobei die

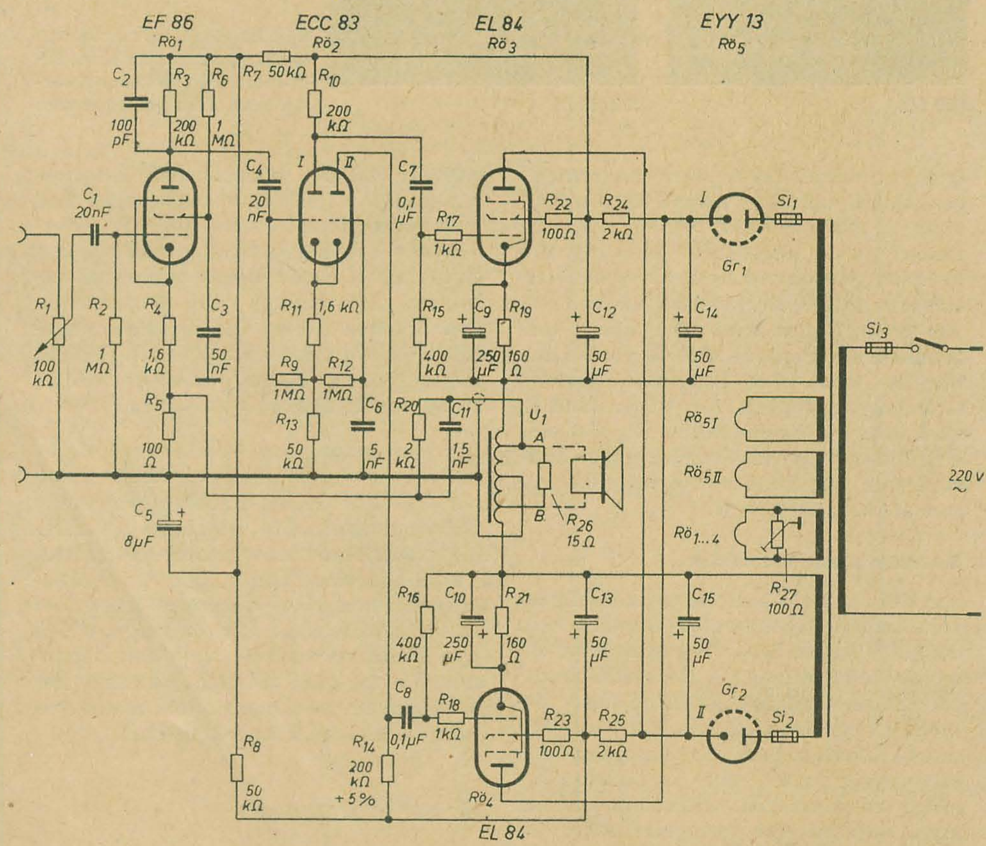


Bild 5: Schaltbild des Gegenparallel-Verstärkers (die Anschlüsse von C_5 sind umzupolen)

durch die Einweggleichrichter. Voraussetzung ist natürlich die richtige Polung der Anodenspannungswicklungen des Netztransformators.

Die Endröhren $Rö_3$ und $Rö_4$ werden je aus einem eigenen Gleichrichterteil Gr_2 bzw. Gr_1 versorgt. Der Ausgangsübertrager $Ü_1$, der als Sparübertrager ausgeführt ist, liegt zwischen den Katoden von $Rö_3$ und $Rö_4$. Durch die geerdete Mittelanzapfung sind die beiden Endröhren mit der halben Ausgangsspannung gegengekoppelt. Infolge dieser starken Rückkopplung entstehen

Steuerung durch den Katodenstrom des Systems I erfolgt. Um symmetrische Ausgangsspannungen zu erhalten, ist es erforderlich, den Außenwiderstand des Systems II um 5% größer als den des Systems I zu wählen.

Der Kondensator C_6 am Steuergitter der Gitterbasisstufe ist so bemessen, daß eine Schwächung für extrem tiefe Frequenzen erfolgt. Wird auf diese Gegenkopplung durch die Verwendung eines größeren Kondensators verzichtet, so kann der Verstärker unter Umständen mit einer Fre-

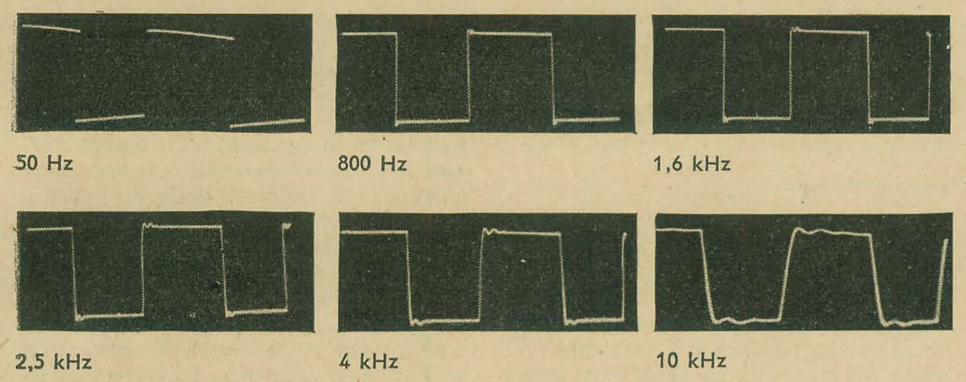


Bild 6: Oszillogramme der Ausgangsspannung des Gegenparallel-Verstärkers bei verschiedenen Folgefrequenzen

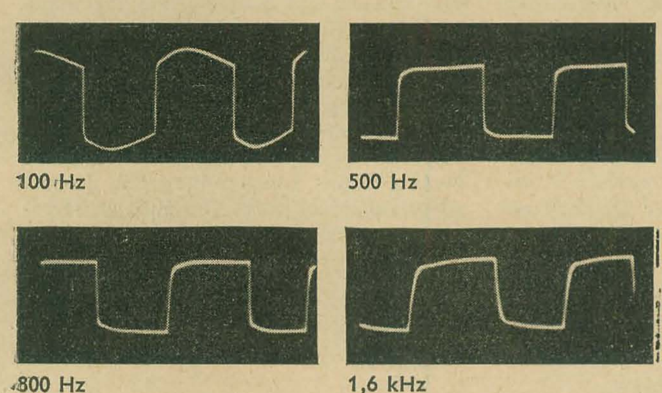


Bild 7: Oszillogramme der Ausgangsspannung eines 25-W-Normverstärkers bei verschiedenen Folgefrequenzen

quenz unterhalb des Hörbereiches schwingen. Daß C_6 mit einer Kapazität von 5 nF nicht zu klein gewählt wurde, zeigt die weiter unten angeführte Messung des Frequenzganges und die Prüfung des Verstärkers mittels Rechteckimpulsen.

Als erste Röhre wird eine kling- und brummarme Pentode EF 86 verwendet. Sie ist durch den Katodenwiderstand stromgegengekoppelt. Am Widerstand R_5 wird über die Kombination R_{20}, C_{11} eine Gegenkopplungsspannung eingespeist, die an einem Abgriff des Ausgangsübertragers abgenommen wird.

Messungen am Verstärker

Um einen guten Überblick über die Eigenschaften des Gegenparallel-Verstärkers in der aufgebauten Schaltung zu bekommen, wurde eine Prüfung mit Rechteckschwingungen durchgeführt. Mit Hilfe dieser Methode ist es relativ einfach, das Verhalten eines Vierpols in bezug auf Frequenz- und Phasengang sowie auf Einschwingvorgänge zu beurteilen. Allgemein rechnet man, daß bei der formgetreuen Übertragung eines Rechtecksignals mit dem Impulsverhältnis 1 : 1 der Durchlaßbereich von einem Zehntel bis zum 10-fachen Wert der Rechteckfolgefrequenz reicht. Das bedeutet, daß z. B. ein Verstärker ein Frequenzband von 100 Hz bis 10 kHz überträgt, wenn ihn eine Rechteckschwingung mit der Folgefrequenz von 1 kHz ohne sichtbare Verformungen durchlaufen kann. Die Grenzfrequenzen gelten als erreicht, wenn das Rechtecksignal am Ausgang eine Dachschräge von etwa 5% aufweist, bzw. sich eine Abrundung der Anstiegsflanke zeigt.

Bild 6 zeigt die Oszillogramme der Ausgangsspannung des beschriebenen Verstärkers bei den angegebenen Folgefrequenzen. Die Rechteckschwingungen sind dem Steuergitter von $Rö_1$ zugeführt worden. Die Ausgangsspannung wurde an den Anschlüssen A und B des Ausgangsübertragers abgenommen und symmetrisch den Platten eines Oszillografen zugeführt. $Ü_1$ war, wie im Schaltbild (Bild 5) angegeben, mit einem ohmschen Widerstand von 15 Ω abgeschlossen.

Die Auswertung der Abbildungen ergibt entsprechend dem oben angeführten, daß der erprobte Gegenparallelverstärker die Schwingungen des gesamten Tonfrequenzbereiches einwandfrei verstärkt. Vergleichsweise zeigt Bild 7 Oszillogramme eines 25-W-Normverstärkers, der lt. Datenblatt einen Übertragungsbereich von 50 Hz bis 8 kHz ± 2 db hat. Höhen- und Tiefenregler standen während der Messung auf den markierten Stellungen für geradlinigen Frequenzverlauf.

Weitere Messungen am Gegenparallel-Verstärker ergaben:

Frequenzgang:
30 Hz ... 20 kHz ± 0,2 db
(bezogen auf 1 kHz)

Klirrfaktor bei 800 Hz:
< 0,5% bei Vollaussteuerung

Ausgangsleistung:
12,5 W
(15 W, Klirrfaktor hierbei 1,5%)

Eingangsempfindlichkeit:
< 350 mV_{eff} bei N_a = 12,5 W

Die Meßergebnisse zeigen, daß der Gegenparallelverstärker den Anforderungen der modernen Übertragungstechnik gerecht wird. Des weiteren ist damit bewiesen, daß dieses Prinzip die Verwendung eines einfachen und somit billigen Ausgangsübertragers gestattet, wobei dennoch die Übertragungsqualität hohen Ansprüchen genügt. Durch eine vorgeschaltete Entzerreranordnung läßt sich der beschriebene Verstärker zu einem hochwertigen Wiedergabegerät ausbauen, mit dem viele Übertragungsprobleme gelöst werden können.

Literatur

Hans-Peter Hempel: Bemerkungen zur Berechnung von NF-Verstärkern, RADIO UND FERNSEHEN, Nr. 15 (1956) S. 457 bis 459.

Horst Steube: Endverstärker mit Schirmgittergegenkopplung, RADIO UND FERNSEHEN, Nr. 20 (1955) S. 327 bis 328.

Kammerloher: Hochfrequenztechnik Teil II, Band 3, Leipzig, Aufl. 1953.

A. Peterson, D. B. Sinclair: A single-ended Push-Pull Amplifier, Proc. of the IRE, Band 40, Nr. 1 (1952) S. 7 bis 11.

Chai Yeh: Analysis of a single-ended Push-Pull Audio Amplifier, Proc. of the IRE, Band 41, Nr. 6 (1953) S. 743 bis 747.

R. Auerbach: Die „eisenlose" Endstufe, Funkschau Nr. 13 (1955) S. 269.

W. Aschermann: Transformatorlose Gegentaktschaltung, Funk-Technik Nr. 9 (1956) S. 240 bis 244.

M. Köykkä: Verstärker mit einfachem Ausgangsübertrager, Funk-Technik Nr. 7 (1953) S. 220.

L. Ratheiser: Hi-Fi-Qualitätsverstärker, Funkschau Nr. 3 (1956) S. 51 bis 52.

Der Gegenparallel-Verstärker, Funkschau Nr. 14 (1956) S. 585 bis 586.

Fritz Kühne: 20-Watt-Hi-Fi-Verstärker PPP 20, Funkschau Nr. 2 (1957) S. 39 bis 42.

Der PPP-Verstärker, Radio-Magazin, Nr. 4 (1955) S. 99 bis 100.

Schlegel-Nowak: Impulstechnik, Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover 1955.

15-Watt-Hi-Fi-Verstärker, Funk-Technik Nr. 6 (1956) S. 168 bis 170.

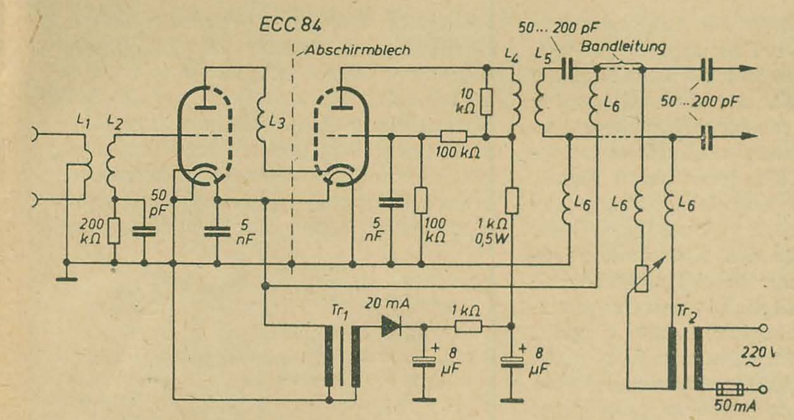
Prüfung mit Rechteckwellen, Funkschau Nr. 9 (1956) S. 370 bis 372.

J. Czech: Der Elektronenstrahl-Oszillograf, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1955.

NORBERT NITSCHKE

Stromversorgung eines Antennenverstärkers über UKW-Kabel

Über die Vorteile, die der Antennenverstärker besonders in Großstädten bietet, ist schon viel diskutiert worden. Eine wesentliche Verbesserung des Antennenverstärkers kann mit der speziell für Verstärker in Kaskodeschaltung entwickelten ECC 84 erreicht werden. Stellt man den Antennenverstärker in der Nähe des Empfängers auf, so muß man die Verluste, die sich durch eine lange Zuleitung zwischen Antenne und Antennenverstärker ergeben in Kauf nehmen. Bringt man nun den Antennenverstärker direkt an der Antenne an, so ergibt sich eine bedeutende Verbesserung. Das läßt sich sehr leicht einsehen: Ein durch die Antennenzuleitung geschwächtes Signal, das im Rauschen untergeht, wird durch einen Antennenverstärker nicht bedeutend aus dem Rauschen herausgehoben. Verstärkt man jedoch das Signal sofort hinter der Antenne und leitet es über das UKW-Kabel



Schaltung des Antennenverstärkers mit Stromversorgung.
$L_1 = L_5 = 3$ Wdg. 0,8 Cu auf Wickelkörper 8 ∅;
$L_2 = L_4 = 7$ bis 8 Wdg. 1,2 bis 1,5 CuAg auf Wickelkörper 8 ∅;
$L_3 = 10$ Wdg. 0,5 CuAg; $L_6 = 20$ Wdg 1 Cu auf Wickelkörper 6 bis 8 ∅

zum Empfänger, so wird das Signal einen bedeutenden Rauschabstand besitzen (man kann bei einer Kaskode mit 10facher Verstärkung rechnen, während die Kaskode selbst ein vernachlässigbar kleines Eigenrauschen besitzt). Dadurch kann ein langes UKW-Kabel verwendet werden.

Bei der Anbringung des Antennenverstärkers an der Antenne ergibt sich die Schwierigkeit der Zuleitung des Heiz- und Anodenstromes. Man könnte den Verstärker mit einem kompletten Netzteil versehen und direkt an das Netz anschließen. Abgesehen von der Unfall- und Brandgefahr brauchte man aber auch hier eine zweipolige Zuleitung. Dieses Problem kann auch auf andere Weise gelöst werden: Man benutzt das ohnehin vorhandene UKW-Kabel als Zuleitung von 6,3 V vom Empfänger zum Antennenverstärker. An diese 6,3 V werden die Röhrenheizung der ECC 84 und die Sekundärseite eines Heiztrafos (Tr_1) angeschlossen, Die 220-V-Wicklung liefert dann über Gleichrichtung und Siebung den Anodenstrom. Man erhält etwa 190 bis 200 V Gleichspannung. Diese Spannung reicht zum Betrieb vollständig aus, da die ECC 84 pro System nur 90 V Anodenspannung benötigt, für die gleichstrommäßige Hintereinanderschaltung also 180 V. Durch den ohmschen Widerstand des UKW-Kabels tritt ein Spannungsabfall auf, so daß am Empfänger mehr als 6,3 V in das Kabel eingespeist werden müssen.

Das UKW-Kabel ist in den üblichen Schaltungen durch den Faltdipol und die Antennenspule gleichstrommäßig galvanisch kurzgeschlossen. Will man nun das UKW-Kabel zur Einspeisung für den Antennenverstärker verwenden, muß man es auftrennen. Die Trennstellen müssen natürlich mit Kondensatoren (für die Fortleitung der Hochfrequenz) überbrückt werden. Dafür empfehlen sich 50 bis 200 pF. Die Einspeisung der Niederspannung auf das UKW-Kabel und Abnahme am Verstärker muß über Hochfrequenzdrosseln erfolgen. Als HF-Drosseln für das UKW-Band (mit Bandmitte von 93 MHz) haben sich bewährt: 19 bis 20 Wdg. 0,8 bis 1 mm Schaltdraht auf einen Spulenkörper von 6 mm Durchmesser gewickelt.

Für den Antennenverstärker kommt ein kleiner Heiztrafo in Frage, der bei 6,3 V 0,4 bis 0,5 A liefern würde. Mit der Röhrenheizung ergeben sich rund 0,8 A, die vom Einspeisungstrafo (Tr_2) durch das UKW-Kabel geschickt werden müssen.

Das π-Glied (L_3) wurde durch Versuch ermittelt. Bei einer Variation von 18 bis 22 Windungen ändert sich die Verstärkung nur noch unwesentlich. Es empfiehlt sich, für ein optimales Arbeiten des Verstärkers induktionsfreie (Scheiben-) Kondensatoren zu verwenden. Durch den Parallelwiderstand an L_4 erhöht sich die Bandbreite.

HAGEN JAKUBASCHK

RC-Tongenerator mit zehn Festfrequenzen für den Amateur

Im folgenden wird ein einfach und unkompliziert aufzubauender Tongenerator für Amateurzwecke beschrieben. Der Tongenerator ist vorwiegend für die Aufnahme von NF-Verstärkerkurven und ähnliche Aufgaben, bei denen das Vorhandensein einer Anzahl feststehender Frequenzpunkte genügt, gedacht. Um besonders den mechanischen Aufbau möglichst einfach zu halten, wurde auf Drehkondensatoren oder ähnliche Durchstimmelemente, bei denen es auf genauen Gleichlauf ankommt, verzichtet und statt dessen zehn mit einem Stufenschalter wählbare Festfrequenzen vorgesehen. Die Erfahrung hat gezeigt, daß hiermit bereits fast alle beim Amateur und im normalen Werkstattbetrieb vorkommenden Aufgaben lösbar sind.

Die Schaltung

Der Generator ist nach dem Prinzip der dreigliedrigen RC-Phasenketten aufgebaut (Bild 1). Nach Rint (Bd. I) S. 189 ergibt sich, daß bei der Resonanzfrequenz f_0 die Spannung U_2 am Ausgang der Kette in Gegenphase zu U_1 am Eingang ist, wobei die Spannung U_1 auf 1 : 29 herabgesetzt wird. Daher kann die Kette zur Rückkopplung der Anodenwechselspannung einer Röhre auf das Gitter benutzt werden. Man erhält dann selbsterregte Schwingungen, mit der Frequenz f_0, wenn die Spannungsverstärkung der Röhre mindestens 29 ist.

Die vollständige Schaltung des Gerätes zeigt Bild 2. Zur Schwingungserzeugung wurde ein System der Röhre ECC 81 verwendet. Der Anoden- und Gitteranschluß geht an je eine Schaltebene des Stufenschalters. An den je zehn Kontakten dieser Schaltebenen liegen nun jeweils zwischen Schaltebene I und II die RC-Netzwerke. Die Phasenkette im Bild 1 ist für jede Frequenz einmal, insgesamt also zehnmal vertreten. Sie ist im Bild 3 in der hier benutzten Form nochmals herausgezeichnet.

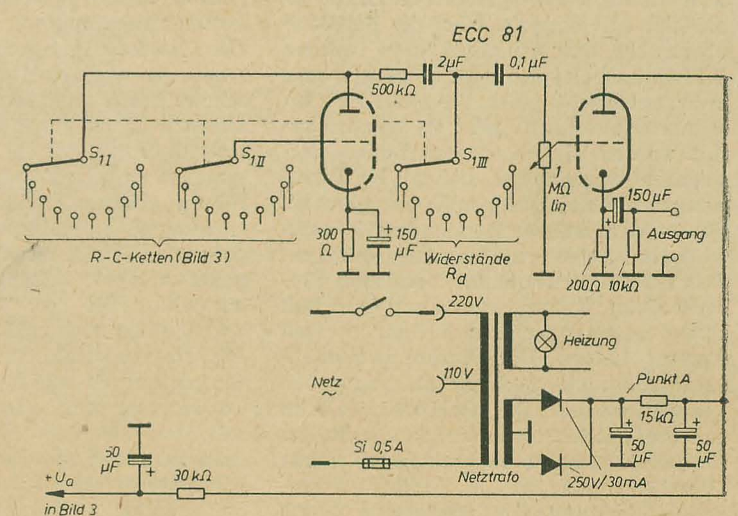


Bild 2: Vollständiges Schaltbild des RC-Generators

Bild 1: Prinzipschaltung einer RC-Phasenkette

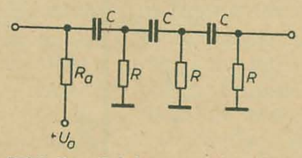


Bild 3: RC-Netzwerke für Schaltung im Bild 2

Der Anodenwiderstand R_a liegt über den Stufenschalter S_{II} an der Anode des ersten Systems der ECC 81. Er ist kaum mitbestimmend für die Frequenz. Jeder Phasenkette ist ein eigener R_a zugeteilt. Der Grund hierfür und seine Dimensionierung wird später erläutert. Die drei Kondensatoren C haben in jeder Kette gleiche Werte, ebenso die Widerstände R. Der letzte dieser Widerstände dient gleichzeitig als Gitterableitwiderstand.
Die Resonanzfrequenz f_0 einer Kette ergibt sich aus der Formel

$$f_0 = \frac{1}{6{,}28 \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}}$$

Hieraus abgeleitet ergibt sich die praktischere Form

$$f_0 = \frac{6{,}5}{10^8 \cdot R \cdot C}$$

(f_0 in Hz, R in MΩ, C in pF).

Infolge des Einflusses der Röhren- und Schaltkapazitäten entspricht die Frequenz nicht genau der errechneten, jedoch sind die Abweichungen so gering, daß die später beschriebene Korrektur keine Schwierigkeiten mit sich bringt.
Bei der Errechnung der für eine gegebene Frequenz erforderlichen R- und C-Werte geht man von einem gegebenen R-Wert (etwa 0,1 bis 1 MΩ) aus und bestimmt hierfür den erforderlichen C-Wert. Da dieser meist keinen runden Wert ergibt, wird es erforderlich sein, ihn jeweils aus mehreren Kondensatoren zusammenzustellen. (Nach Möglichkeit Kondensatoren mit geringer Fertigungstoleranz verwenden!) Um den Einfluß der Streukapazitäten nicht zu groß werden zu lassen, sollen die C-Werte $>$ 30 pF und die R-Werte $>$ 0,1 MΩ jedoch $<$ 1 MΩ gewählt werden. Bei der Rechnung kann auch von vorhandenen C-Werten ausgegangen werden, wobei dann die sich ergebenden R-Werte aus mehreren Widerständen kombiniert werden müssen. Dies ist aber für die später zu erwähnende Korrekturmethode ungünstig. Der 2-μF-Kondensator soll möglichst ein MP-Kondensator oder ein Becherkondensator nicht zu großer Ausführung mit guter Isolation sein. Er kann auch einen etwas kleineren C-Wert haben, da dann sein für die tiefen Frequenzen erhöhter Scheinwiderstand in den späteren Amplitudenabgleich mit eingeht. Über die Schalterebene III des Stufenschalters werden Widerstände R_d gegen Masse gelegt, und zwar entspricht jeder Frequenz ein bestimmter zu ermittelnder R_d-Wert. Hiermit werden die bei den einzelnen Frequenzen verschieden hohen NF-Spannungen auf den gleichen Wert gebracht, da die Widerstände R_d mit dem 500-kΩ-Widerstand eine Spannungsteilung bilden. Das 1-MΩ-Potentiometer dient zum Einstellen der Ausgangsspannung und soll zwecks besserer Eichbarkeit einen linearen Verlauf haben. Der Auskoppelkondensator soll nicht geringer als angegeben gewählt werden. Der Generator soll im Leerlauf betrieben werden, daß heißt, das an dem Generator angeschlossene Gerät (Verstärker oder ähnliches) soll einen Eingangswiderstand von wenigstens 50 kΩ haben, da andernfalls die Ausgangsspannung bei tieferen Frequenzen absinkt. Parallel zu den Ausgangsbuchsen liegt ein Widerstand 10 kΩ, der dem Generator eine konstante Grundvorbelastung geben soll. Darüber hinaus schließt er gleichstrommäßig den Kondensator an Masse, so daß sich die Katodenspannung am Ausgang nicht mehr störend bemerkbar macht. Die Größe des Katodenkondensators der Schwingröhre ist nicht so kritisch, da dieser lediglich in den Frequenz- und Amplitudenabgleich mit eingeht. Trotzdem sollte der genannte Wert nicht wesentlich unterschritten werden, um den Einschwingvorgang nicht zu erschweren.

Aufbau

Da jeder Nachbau sich auf vorhandenes Material stützen wird, seien hier nur einige Hinweise gegeben.
Das Herzstück des Gerätes bildet der zehnstufige Schalter, mit dem die Frequenzwahl erfolgt. Im Mustergerät wurde hierfür ein Stufenschalter mit drei Ebenen verwandt, der aus einem alten Neumann-Superspulensatz zusammengesetzt wurde. Die in diesen Spulensätzen verwandten Schalter, die auch einzeln im Handel sind, können im allgemeinen durch leicht vorzunehmende Änderungen an der Schalterraste und der Kontaktbesetzung als zehnstufige Schalter verwandt werden. Es ist auch jede andere Schalterausführung, die drei zehnstufige Schaltebenen aufweist geeignet, wenn die Kontakte möglichst kapazitätsarm ausgebildet und gut isoliert sind. Die in der Starkstromtechnik üblichen Stufenschalter weisen im allgemeinen zu große Kapazitäten auf und sind nicht geeignet. Günstig ist auch ein nicht zu kleiner Abstand der Schaltebenen voneinander (etwa 6 bis 10 cm) da dies die Verdrahtung erleichtert. Abschirmungen zwischen den Schaltebenen sind günstig, waren bei dem Mustergerät jedoch nicht erforderlich.
Die Röhre sollte in unmittelbarer Nähe des Schalters so montiert werden, daß sich kurze Leitungen zu den betreffenden Schalterebenen ergeben. Die einzelnen Phasenstrecken werden freitragend aneinander verdrahtet. Wenn diese Verdrahtung überlegt vorgenommen wird, sind keine wesentlichen Erhöhungen der Streukapazitäten durch die benachbarten Phasenketten zu befürchten.
Der Netzteil entspricht der Standardschaltung. Zu beachten ist lediglich die sehr reichlich bemessene Siebung. Sie ist wesentlich, weil sonst ein möglicher Restbrumm besonders bei den tieferen Frequenzen zu sehr störenden Schwebungen führen kann. Oszillografische Untersuchungen am Mustergerät haben ergeben, daß die für die Siebung angegebenen Werte tatsächlich Mindestwerte darstellen. Die drei 50-μF-Elkos sollten zweckmäßig noch größer gewählt werden. Für die vorgesehenen Trockengleichrichter genügen 30-mA-Typen. Die am Ladekondensator vorhandene Gleichspannung soll etwa 200 V betragen und ist nicht kritisch. Interessehalber sei erwähnt, daß das Mustergerät zeitweilig mit einem entsprechenden Allstromnetzteil am Gleichstromnetz betrieben wurde. Falls ein Nachbau des Gerätes in Allstromausführung erfolgen soll, ist jedoch zu beachten, daß dann wegen der direkten Netzverbindung der Masseleitung Kurzschlußmöglichkeiten bei der Verbindung mit einem nachfolgenden Allstromverbraucher gegeben sind. Da eine solche Ausführung jedoch hier und da zu Meßzwecken doch einmal benötigt wird, ist im Bild 4 eine Netzschaltung gezeigt, wie sie im Mustergerät benutzt wurde. Sie entspricht einem normalen Allstromnetzteil. Die Sicherung in der Netzleitung wird zweckmäßig in die zum Gleichrichter führende Leitung gelegt. Die andere Netzleitung wird nicht direkt an Masse gelegt, sondern über den angegebenen 500-Ω-Widerstand, der möglichst hoch belastbar sein soll ($>$6 W). Dieser Widerstand wurde aus folgender Erwägung heraus vorgesehen: Zunächst müssen der Allstromgenerator und der nachfolgende Verbraucher (angenommen sei ein Allstromverstärker), beide richtig gepolt, an das Gleichstromnetz angeschlossen werden. Bei dem Verstärker ist dies leicht feststellbar. Falls nun aber der Generator verkehrt gepolt ist, könnte über die ausgangsseitige Masseleitung des Generators und die ebenfalls an Masse liegende „kalte" Eingangsbuchse des Verstärkers ein Kurzschluß entstehen. Dieser wird zunächst durch den 500-Ω-Widerstand verhindert. Zwar wird dieser hierbei stark überlastet, hält dies aber bei der angegebenen Dimensionierung mindestens 30 Sekunden aus. Da der ganze Vorgang im Verstärker einen starken Brumm hervorruft, wird man ohnehin sofort abschalten. Bei richtiger Polung besteht über Netz — Generatormasse — Verbindung zum Verstärker — Verstärkermasse — Netz eine sogen. „Erdschleife", die auch in diesem Falle bei sonst betriebsfähiger Anlage noch einen starken Brumm hervorruft. Es ist das bekannte Übel bei der Zusammenschaltung von Allstromgeräten, das wohl jeder gleichstromgebundene Amateur kennt. Durch den 500-Ω-Widerstand liegt nun der Generator aber NF-mäßig an Verstärkermasse, so daß der Erdschleifenbrumm damit vermieden wird. Es ist hiermit auch bei Gleichstromnetzen ein einwandfreier Betrieb des Generators möglich. Natürlich ist aber dieses Verfahren nur als Notlösung für einzelne Messungen anzusehen. Bei der im Bild 4 gezeigten Schaltung ruft der gesamte Anodenstrom des Gerätes, falls es allein betrieben wird, an dem 500-Ω-Widerstand einen unbedeutenden Spannungsabfall hervor. Wird das Gerät mit einem nachfolgenden Allstromgerät zusammengeschaltet, fließt der Anodenstrom des

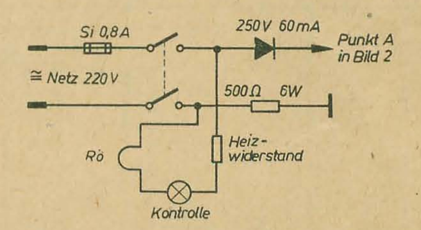


Bild 4: Allstromnetzteil

Generators über die Verbindungsleitung und dessen Masse-Netzverbindung ab. (Achtung bei Geräten mit sogen. halbautomatischer Gitterspannungserzeugung durch „Minuswiderstand"!) Die Heizung des Generators ist als normaler Allstrom-Heizkreis ausgebildet und läuft nicht über diesen 500-Ω-Widerstand.

Der Generator kann an Stelle der ECC 81 auch mit anderen Röhren, im einfachsten Falle sogar unter Weglassung der zweiten Stufe mit einem einzigen Röhrensystem aufgebaut werden. Falls der Generator bis 15 kHz ausgelegt werden soll, ist es erforderlich, die verwendete Röhre mit einer Steilheit von nicht unter 5 mA/V vorzusehen. Die Abweichungen von der Sollfrequenz blieben beim Mustergerät unter 1 %, was für durchschnittliche Meßzwecke vollauf genügen dürfte. Bei Netzspannungsschwankungen von ±15% blieben die Frequenzschwankungen ebenfalls noch innerhalb ±1%, so daß auf eine Stabilisierung der Netzspannung verzichtet werden kann. Bei starkem Absinken der Netzspannung (mehr als 20%) kann es dagegen vorkommen, daß einzelne Frequenzen nach dem Umschalten binnen weniger Sekunden wieder aussetzen bzw. gar nicht mehr anschwingen. Dies hängt damit zusammen, daß der Generator hart an der Grenze des Schwingeinsatzes arbeitet, das heißt, die Rückkopplung wird im Interesse einer einwandfreien Sinusform der Schwingungen nicht fester als nötig gemacht. Bei starkem Absinken der Betriebsspannung kann nun die Verstärkung der Röhre etwas geringer werden, wodurch der Generator aussetzt.

Der mechanische Aufbau des Gerätes ist völlig unkritisch. Da keine allzu brummempfindlichen Teile vorhanden sind und infolge der Phasenverhältnisse auch ein Entstehen wilder Schwingungen oder Verkopplungen kaum möglich ist, können sämtliche Teile beliebig angeordnet werden. Diese Schaltung dürfte damit auch dem jungen Amateur oder Lehrling die Möglichkeit bieten, ohne Risiko einen recht brauchbaren NF-Generator zu bauen.

Abgleich

Zum Schluß ist noch der Abgleich des fertigen Gerätes zu beschreiben. Hierzu sind erforderlich: Ein geeichter Tongenerator und ein Röhrenvoltmeter.

Zunächst werden die Widerstände R_a bestimmt. Die Röhre muß, wie schon eingangs erwähnt, eine Verstärkung von ≈ 30 haben. Die Steilheit der ECC 81 ist etwa 5 mA/V und $R_i \approx 12$ kΩ. Nach $V = S \cdot \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$ $\left(R_a = \frac{V R_i}{S R_i - V}\right)$ ergibt sich ein R_a von 12 kΩ. Wir nehmen zunächst für alle 10 Phasenketten 20 kΩ und setzen den Generator bei voll aufgedrehtem Ausgangsspannungsregler in Betrieb. Mit einem Röhrenvoltmeter messen wir am Ausgang, ob nun beim Durchschalten der 10 Frequenzen auf jeder Frequenz eine NF-Spannung vorhanden ist. Deren Betrag interessiert zunächst nicht. Ist keine Spannung vorhanden, muß für diese Frequenz R_a noch etwas erhöht werden. Nachdem alle Frequenzen einwandfrei schwingen, beginnen wir bei der tiefsten Frequenz R_a stufenweise soweit zu verringern, daß der Generator eben noch nicht aussetzt. Dies braucht zunächst noch nicht übermäßig genau gemacht zu werden. Ebenso werden bei allen übrigen Frequenzen die R_a soweit verkleinert, daß die Schwingungen noch nicht abreißen.

Tabelle

f in Hz	C in pF	R in MΩ	R_d in kΩ (Näherungswerte!)
25	2600	1	50
50	1300	1	50
100	650	1	50
200	325	1	100
500	1300	0,1	200
1000	650	0,1	80
2000	325	0,1	50
4000	162	0,1	35
7000	93	0,1	100
10000	32	0,2	200

Danach nehmen wir den Frequenzabgleich vor. Unser Generator wird mit einem geeichten Vergleichsgenerator über Vorwiderstände von etwa 100 kΩ parallel an einen Verstärker geschaltet. Man kann nun nach Gehör (auf Schwebungsnull einstellen) den geeichten Tongenerator auf gleiche Frequenz mit unserem Generator bringen. Wir schalten unser Gerät auf die tiefste Frequenz und ermitteln die tatsächlich gelieferte Frequenz. Bei den Frequenzen bis 1000 Hz werden die Abweichungen gegenüber dem errechneten Wert nicht allzu groß sein. Die Frequenz einer Phasenkette kann man etwas verschieben, indem man einen der Widerstände verändert. Dabei bedeutet Verringern des Wertes eine Erhöhung der Frequenz. Falls die Abweichungen größer als 25% von der Sollfrequenz sind, müssen wir allerdings zwei von den Widerständen im gleichen Sinne und um den gleichen Betrag ändern. Hiermit haben wir größere Ausgleichsmöglichkeiten. Verändern nur eines Widerstandes ist zwar einfacher, ändert aber die Spannungsteilung stärker, so daß für diese Kette dann meist wieder ein anderer R_a-Wert erforderlich wird. Durch Parallelschalten von kleinen Widerständen läßt sich diese Frequenzkorrektur mit einiger Geduld sehr genau durchführen.

Größere Abweichungen treten meist nur bei unsachgemäßer Verdrahtung bei den höheren Frequenzen auf. Hier kann es geschehen, daß die Kette bei Veränderung nur eines R-Wertes überhaupt nicht mehr zum Schwingen zu bringen ist. Abhilfe schafft gleichsinnige Änderung notfalls aller drei R-Werte. Falls die Kette überhaupt nicht anschwingt, selbst bei Vergrößerung von R_a nicht, liegt dies meist an zu großer Streukapazität gegen Masse oder auch der Schalterebenen I und II gegeneinander. Diese Streukapazitäten wirken der Selbsterregung entgegen und erschweren die Schwingungserzeugung, besonders bei den höchsten Frequenzen (über 6 kHz). Das Mustergerät weist als höchste Frequenz 10 kHz auf, höhere Frequenzen wurden hier nicht verlangt. Versuche ergaben jedoch, daß selbst bei gedrängtem Aufbau auch ein 15-kHz-Netzwerk noch einwandfrei arbeitete. Ausschlaggebend sind dabei allerdings kürzeste Leitungen. Nach dem endgültigen Abgleich der Frequenzen werden nochmals die Widerstände R_a abgeglichen. Diese werden so groß gewählt, daß die Frequenzen gerade sicher anschwingen. (Achtung! Während dieser Arbeiten soll Netzspannung möglichst genau stimmen!) Im allgemeinen werden die R_a-Werte dabei etwas größer als errechnet sein, und die zu den höheren Frequenzen gehörenden Werte einige kΩ größer sein als die für die niedrigeren Frequenzen. Nach Abgleich von R_a haben, wie sich am Mustergerät ergab, alle Frequenzen tadellose Sinusform und weisen einen Klirrfaktor von unter 1 % auf. Eine exakte Prüfung der Sinusform ist nur mit dem Oszillografen möglich, kann aber entfallen. Es ist nun noch dafür Sorge zu tragen, daß der Generator auf allen Frequenzen die gleiche Ausgangsspannung abgibt. Hierzu wird ein Röhrenvoltmeter an den Ausgang gelegt. Die Widerstände R_d an der Schalterebene III sind zunächst noch nicht eingesetzt. Es werden nun bei voll aufgedrehtem Ausgangsspannungsregler sämtliche Frequenzen eine zwar unterschiedliche, aber durchweg über 1 V_{eff} liegende Spannung abgeben. Die Widerstände R_d werden, jeder für sich, bei der zugehörigen Frequenz so ausprobiert, daß sich am Ausgang genau 1 V ergibt. Nach diesem Abgleich kann der Spannungsregler (1-MΩ-Potentiometer) geeicht werden. Obige Tabelle enthält die im Mustergerät für R, C und R_d erhaltenen Werte.

Operation Smoke-Puff

In der „Radio-Electronics", Juli 1957, wurde der erste Versuch zur Herstellung gegenseitiger Radioverbindungen durch Ausstrahlung von Signalen gegen künstlich erzeugte Wolken ionisierten Gases angekündigt. In diesem Versuch sollten zu verschiedenen Zeiten Raketen 112 km hoch in die Ionosphäre geschossen werden und dort durch Ablassen von Stickstoffoxydgas eine künstliche reflektierende Schicht bilden. Vorgesehen waren die Amateurfrequenzen zwischen 14 und 148 MHz. Bedingt durch die Krümmung der Erdoberfläche ist die Reflexion der Signale auf einen Umkreis mit einem Radius von etwa 1120 km um den Versuchsort Alamogordo, Neu-Mexiko, begrenzt.

Anlaß zu diesen Versuchen, die von der USA-Luftwaffe in Zusammenarbeit mit Amateuren gestartet werden, war eine im März 1956 von einer Aerobee-Rakete hinterlassene, durch Radar entdeckte Gaswolke.

WOLFGANG DABRUCK

Hinweise für den Selbstbau von Batterieempfängern

Es ist für den Bastler doch immer wieder lohnend, sich selbst ein Gerät zu schaffen, das seinen besonderen Bedürfnissen entspricht. Grundsätzlich sollte man eine Trennung machen zwischen reinen Batterie-und normalen Netzgeräten. Die Heizfäden der Batterieröhren der D-Serie sind in entsprechender Schaltung für die Heizung aus dem Lichtnetz geeignet, jedoch unterliegen sie einer größeren Abnutzung, wo Spannungsschwankungen, Unter- oder Überspannungen auftreten.

Schaltung des Gerätes

Bild 1 zeigt die Schaltung eines normalen 6-Kreis-Supers. Sein Nachbau dürfte für jeden interessant sein, der den Empfänger nicht transportabel machen will. Überall da, wo beim Betrieb des Gerätes eine Antenne oder Erdleitung zur Verfügung steht, hat sich diese Schaltung bewährt. Nur mit einer Rahmenantenne oder einem Metallstab als Antenne ist die Leistung des Gerätes nicht befriedigend.

sehen. Deshalb liegt dieser Kondensator nicht an Masse, sondern am Schirmgitter. Erst über einen weiteren Kondensator sind Anode und Schirmgitter wechselstrommäßig geerdet.

Der Abgriff des Diodenkreises liegt am Diodenanschluß der DAF 191. Sie übernimmt die Demodulation und erzeugt die Regelspannung. Als Arbeitswiderstand der Diode dient gleichzeitig das Lautstärkepotentiometer. Am anderen Ende des Diodenkreises des Bandfilters ist außer dem Potentiometereingang noch das Siebglied für die rückwärts regelnde (von der Diode zur Antenne hin gesehen) Regelspannung angeschlossen.

Vom Abgriff des Lautstärkereglers führt ein Kopplungskondensator, der in erster Linie die Regelspannung vom Steuergitter des Pentodensystems fernhalten soll, die NF zur Verstärkung an die DAF 191. Nach der NF-Stufe folgt die DL 192, die als Endstufe die Leistung an den Lautsprecher abgibt. Die normale RC-Kopp-

gleichkerne so zu verstellen, daß der eingestellte Sender lauter wird. Danach wird das gleiche Verfahren in folgender Reihenfolge bei den anderen Kernen angewandt. Diodenfilter oben (Anodenseite), zweites bzw. erstes Bandfilter unten (Gitterseite) und dann von oben den Anodenkreis. Stellt sich ein Pfeifen ein, so muß sofort wieder zurückgedreht werden. Sind die ZF-Kreise abgestimmt, so wird versucht den gleichen Weg bei den Vorkreisspulen zu beschreiten. Bei herausgedrehtem Abstimmdrehkondensator stimmt man den entsprechenden Trimmer auf ein Maximum ab und bei hineingedrehtem Drehkondensator die Spulenkerne.

Dieses Abstimmen nach einem Sender kann allerdings nicht immer bei ganz eingedrehtem oder auch ausgedrehtem Drehkondensator erfolgen, da man sich ohne Meßsender immer nach einem empfangenen Sender richten muß. Man sollte dennoch versuchen, das Abstimmen mittels

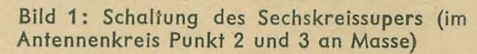


Bild 1: Schaltung des Sechskreissupers (im Antennenkreis Punkt 2 und 3 an Masse)

Als Mischröhre kommt die DK 192 zur Anwendung. Die abgestimmte Signalspannung gelangt über einen keramischen Kondensator an das Gitter 3. Diesem Gitter führen wir auch die Regelspannung zu. Die Oszillatorspannung, die zwischen Gitter 1 und 2 erzeugt wird, gelangt über einen Kondensator an das Gitter 1. Die positive Vorspannung des ersten Gitters erzielt man durch den Anschluß des Ableitwiderstandes an das positive Heizfadenende. Die entstehende ZF kommt von der Anode an das erste Bandfilter. Ein Vorwiderstand mit dem dazugehörenden Kondensator kann bei der DK 192 entfallen. Das Steuergitter der DF 191 erhält seine Spannung vom Bandfilter. Am kalten Ende der Sekundärspule des Bandfilters wird die Regelspannung eingespeist.

Nach der ZF-Verstärkung folgt das Diodenbandfilter. Es liegt mit der Primärseite an der Anode der DF 191 und am Vorwiderstand 1 kΩ. Die wechselstrommäßige Erdung übernimmt ein Kondensator von 10 nF. Um ein stabiles Arbeiten des Gerätes auch dann zu gewährleisten, wenn der Aufbau desselben nicht ganz streng nach den entsprechenden Gesichtspunkten erfolgt ist, wie kurze Verbindungen, Zueinanderdrehen der Einzelteile usw., wurde eine Neutralisation vorge-

lung beider Röhren, also der DAF 191 mit der DL 192, bietet keine Besonderheit und braucht nicht behandelt zu werden. Als Lautsprecher verwendet man einen permanentdynamischen.

Im Bild 2 ist zu der vorhergehenden Beschreibung noch eine weitere ZF-Verstärkerstufe hinzugefügt. Ihre Schaltungstechnik beruht auf der gleichen Grundlage wie die der ersten ZF-Stufe. Vom zweiten Bandfilter gelangt die Zwischenfrequenz zusammen mit der Regelspannung an das Gitter 1 der zweiten DF 191. In ihrem Anodenkreis liegt das Diodenbandfilter.

Als Spulensatz wird ein Supersatz der Fa. G. Neumann „Ssp. 136" verwendet. Der besseren Übersicht wegen sind im Bild 1 die entsprechenden Anschlüsse mit Zahlen bezeichnet, die in den Spulensatz eingepreßt sind.

Dieser Spulensatz ist zwar vorabgeglichen, jedoch muß ein Nachabgleich des Gerätes stattfinden. Ein Meßsender wird dem Amateur nicht in allen Fällen zur Verfügung stehen. Derjenige, der auf einen solchen Sender verzichten muß, sollte allerdings auf keinen Fall blindlings an den Spulenkernen herumschrauben. Mit einem Abgleichbesteck wird versucht, mit dem Diodenfilter beginnend, die Ab-

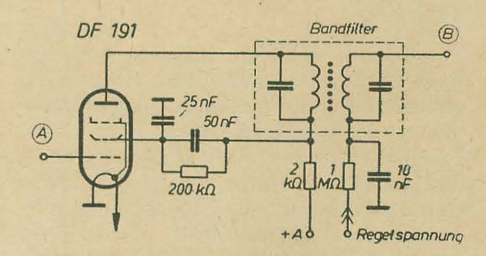


Bild 2: Schaltung der zweiten ZF-Stufe

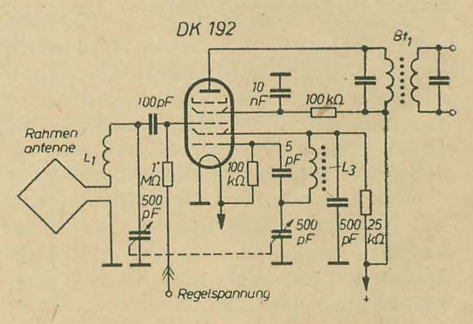


Bild 3: Mischstufe (Spulen selbstgewickelt)

Sendern möglichst mit denen durchzuführen, die an den jeweiligen Bereichsenden liegen.
Bild 3 zeigt die Schaltung mit selbstgewickelten Spulen. Sie haben, da sie nur für Mittelwelle ausgelegt sind, weitaus geringere Abmessungen als die Spulensätze mit Schalter. Ihre Herstellung bereitet keine sonderlichen Schwierigkeiten.

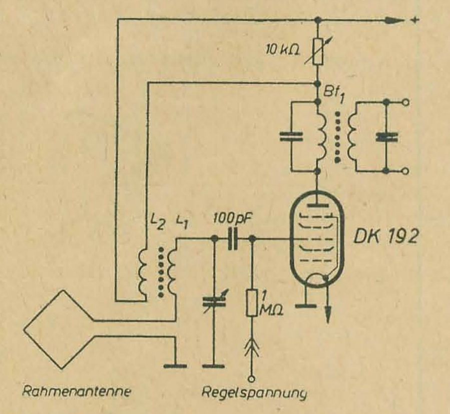


Bild 4: Die Mischstufe mit einer Rückkopplung

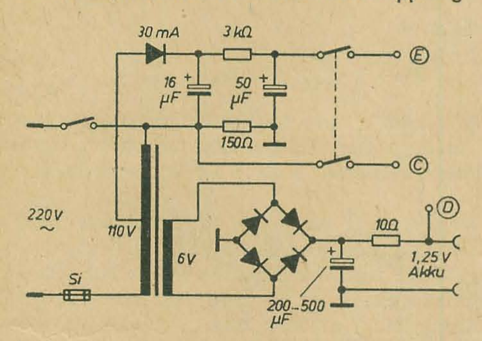


Bild 5: Schaltung des Netzteiles

Die Wicklung der Spulen besteht aus HF-Litze 10×0,07. Die Windungszahlen für einen gebräuchlichen Spulenkörper werden weiter unten zusammengestellt. Für die Eingangsspule kann auch ein normaler Einkreisspulensatz benutzt werden, der eine hochinduktive Antennenspule besitzen sollte. In diesem Fall läßt sich sogar die Rückkopplungsspule verwenden, wobei dann eine vorhandene Masseverbindung aufgetrennt werden muß.
Der Anodenstrom der DK 192 durchfließt die Rückkopplungsspule und bringt durch die entstehende Rückkopplung einen Verstärkungsgewinn. Mit einem Kleinstpotentiometer läßt sich die Rückkopplung auf den günstigsten Wert einstellen. Eine Schaltung hierfür zeigt Bild 4.

Stromversorgung

Die zum Betrieb des Gerätes notwendigen Spannungen entnimmt man einer Anodenbatterie mit etwa 80 bis 90 V und einem Luftsauerstoffelement. An Stelle des Elementes kann man auch zwei parallelgeschaltetete Monozellen benutzen, die jedoch nicht eine so lange Lebensdauer haben. Die Haltbarkeit einer Monozelle läßt sich heraufsetzen, wenn man eine Zelle eines kleinen Nickel-Eisen-Sammlers beim Betrieb parallel schaltet. Ein ausschließlicher Betrieb der Heizung aus einer Nickelzelle ist nicht empfehlenswert, da wegen der zu geringen Spannung die Röhren infolge Unterheizung nach kurzer Zeit unbrauchbar werden würden.
Zum Betrieb des Gerätes aus dem Netz dient ein Netzteil, der nach Bild 5 aufgebaut ist. Er liefert einmal die Anodenspannung und zum anderen die Ladespannung für den Akkumulator. Den Heizfäden parallelgeschaltet ist bei Batteriebetrieb eine Monozelle und eine Zelle eines Nickel-Eisen-Sammlers. Bei Netzbetrieb wird die Monozelle abgeschaltet. An Stelle der Monozelle kann auch ein Bleiakku mit einer Spannung von 2 V und ein entsprechender Vorwiderstand eingesetzt werden. Der Wert des Vorwiderstandes für einen Bleisammler mit 2 V beträgt für die Schaltung im Bild 1 = 2,4 Ω und mit der zusätzlichen Schaltung im Bild 2 = 2 Ω. Bei Netzbetrieb ist der Widerstand auf 3,6 Ω für die Schaltung im Bild 1 bzw. auf 3 Ω mit der zusätzlichen Schaltung zu erhöhen. Die Heizspannung der Röhren liefert eine 6-V-Wicklung des Heiztrafos. Die Anodenspannung wird von einer Netzphase und der Anzapfung für 110 V abgenommen. An den Selengleichrichter schließt sich eine normale Siebkette. Der Heizakku wird über einen Selengleichrichter in Graetzschaltung aufgeladen. Er dient so als Pufferbatterie.

Mechanischer Aufbau

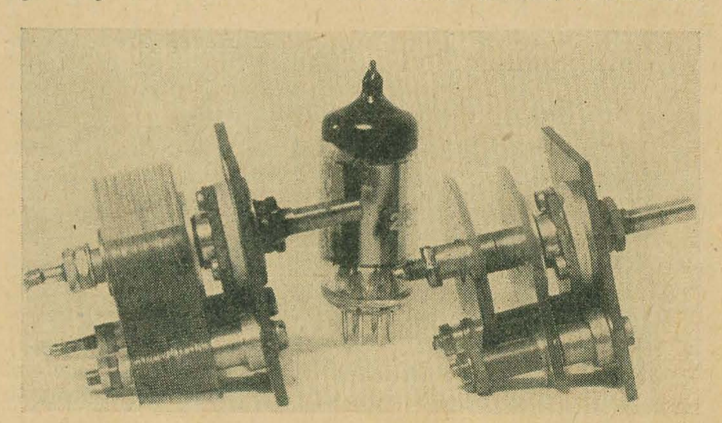
Bei der Beschreibung dieses Empfängers wurde auf eine mehr oder weniger genaue Aufrißskizze verzichtet, da die Abmessungen der benutzten Teile große Unterschiede haben werden. Es ist zu empfehlen, als Chassis Alublech zu benutzen. Das Mustergerät wurde auf Pertinax (70× 250 mm) aufgebaut, ohne daß sich nachteilige Folgen gegenüber Metall gezeigt haben. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Bandfiltertöpfe eine Verbindung mit Masse haben.
Die Größe des Gehäuses richtet sich nach den Batterien, dem Lautsprecher und dem Gerätechassis. Es besteht im Mustergerät aus Sperrholz. Im Notfall erfüllt starke Pappe den gleichen Zweck. Das Ganze wird dann mit Kaliko oder Kunstleder bezogen. Auf eine besondere Skala wird man verzichten können, da ein etwas größerer Abstimmknopf die gleichen Dienste tun dürfte. Größe und Gewicht einer Skala würden sich ungünstig für ein transportables Gerät auswirken.

Spulen

Für die Amateure, die den Superspulensatz der Fa. G. Neumann nicht verwenden wollen, hier einige Angaben zum Selbstwickeln: Im Mustergerät wurden die Wickelkörper von ZF-Saugkreisen der Hochfrequenztechnischen Werkstätten Meuselwitz (vormals Görler) mit entsprechend geänderter Wicklung benutzt. Nach Entfernen des Kondensators und der Wicklung wird die abgewickelte Litze folgendermaßen wieder auf den Körper aufgebracht:

L_1 (Gitterspule):
45 Wdg. in die 2. Kammer von unten,
L_2 (Rückkopplungsspule):
28 Wdg. in die 3. Kammer von unten,
L_3 (Oszillatorspule):
45 Wdg. von der unteren Kammer abwickeln.

Bei der Oszillatorspule wird also nur der Kondensator entfernt und die vorhandene Wicklung um 45 Windungen verringert.
Für diese Schaltung ist eine Rahmenantenne vorgesehen. Die ungefähre Windungszahl liegt bei 20 Wdg. und muß durch einfaches Zu- oder Abwickeln ausprobiert werden.
Zum Schluß sollen noch einige Hinweise für die Beschaffung der Bauelemente gegeben werden:
Bei der Ausführung des Versuchsgerätes wurde kein schwer erhältliches Spezialteil benutzt. Trotzdem ergaben sich die schon genannten geringen Abmessungen. Eine weitere Verringerung der Größen läßt sich erreichen, wenn an Stelle eines Luftdrehkondensators die sogenannten Quetscher mit Trolitul- oder Glimmerdielektrikum Anwendung finden.
Im Versuchsgerät wurde ein Quetscher von 3000 pF zu einem Zweifachdrehkondensator 2×500 pF umgebaut. Dadurch ergeben sich sehr günstige Raumverhältnisse, wie Bild 6 anschaulich macht. Es muß allerdings betont werden, daß die Leistung eines hiermit aufgebauten Gerätes nicht ganz so groß ist wie bei einem Luftdrehko. In der Nähe starker Sender macht sich dieser Nachteil jedoch kaum bemerkbar.
Zum Umbau werden die Schrauben, die Stator und Rotor halten, gelöst und das Ganze in seine Einzelteile zerlegt. Sodann werden die Platten gezählt und im Verhältnis 6 : 1 wieder eingeschichtet, nachdem man vorher eine Ecke mit der Bohrung schräg abgeschnitten hat. Dadurch wird jeder Stator mit nur einer Schraube gehalten, wobei die Halteschraube gleichzeitig als Anschluß dient.
Alle in diesem Beitrag erwähnten Bauteile sind von der Firma Heinz Langer, Berlin NO 55, Dimitroffstr. 128, zu beziehen.


Bild 6: Der Zweifachdrehkondensator im Vergleich zu einer Batterieröhre (DF96)

WERNER WUNDERLICH

Berechnung der Abstimmkreise im KW-Amateurempfänger

Für den Anfänger unter den Kurzwellenamateuren gibt es für den Empfängerbau reichhaltige Unterlagen und Bauanleitungen. Dieses Material, das noch ständig ergänzt wird, wurde meist durch eingehende Berechnungen und auf Grund langjähriger Erfahrungen geschaffen. Bei sorgfältigem Nachbau ist dann auch ein Fehlschlag so gut wie ausgeschlossen.
Der fortgeschrittene und an seiner Weiterbildung interessierte Amateur wird sich jedoch mit dem Nachbau nicht begnügen, sondern eigene Schaltungen entwickeln und ausprobieren. In der vorliegenden Arbeit soll für diese Zwecke die Berechnung der Abstimmkreise im KW-Amateurempfänger gezeigt werden. Da viele Amateure mathematisch interessiert sind, werden die auftretenden Probleme auch weitgehend mathematisch behandelt.

Bevor man mit der eigentlichen Berechnung der Abstimmkreise beginnt, ist es zweckmäßig, einige grundsätzliche Überlegungen anzustellen. Die Abstimmkreise bestehen grundsätzlich aus einer Spule, deren Induktivität vielfach durch einen Eisenkern in geringen Grenzen veränderlich ist, einem Drehkondensator, einem Trimmer und einer zusätzlichen festen Parallelkapazität. Die feste Parallelkapazität wird aus den immer vorhandenen Schalt-, Spulen- und Röhrenkapazitäten gebildet. Nicht selten jedoch enthält der Abstimmkreis noch einen zusätzlichen festen Kondensator. Während Drehkondensator, Trimmer und Festkondensator in ihren Kapazitätswerten gegeben sind oder berechnet werden können, läßt sich die Summe der Schalt-, Spulen- und Röhrenkapazitäten nur schätzen. Das ist allerdings kein großer Nachteil, da sich die Differenz zwischen dem geschätzten und dem wirklichen Wert durch die Abgleichmöglichkeiten im allgemeinen ausgleichen läßt. Bei der Berechnung der Abstimmkreise ist jedoch in einigen Fällen zu berücksichtigen, daß nur mit geschätzten Werten gerechnet wird. Die Rechnung läßt sich dadurch oft vereinfachen. Wir haben also drei Variable zu berechnen:

1. Die Induktivität der Spule,
2. die Kapazitätswerte des Drehkondensators (Anfangs- und Endkapazität, Kapazitätsvariation, gegebenenfalls erforderliche Serienkapazität, um bei einem vorgegebenen Drehkondensator die Kapazitätsvariation zu verkleinern),
3. den Trimmer und eventuell einen zusätzlichen Festkondensator.

Nun können aber für einen gegebenen Frequenzbereich grundsätzlich unendlich viele Lösungen errechnet werden. So kann z. B. der Frequenzbereich von 3,5 ··· 3,8 MHz mit einer Spule von 35,08 μH und einem zwischen 50 und 59 pF variablen Drehkondensator überstrichen werden, aber auch mit einer Spule von 21,93 μH und einem Drehkondensator 80 ··· 94 pF. Das Verhältnis zwischen der Induktivität der Spule und der Kapazität des Kondensators, kurz L/C-Verhältnis genannt, bestimmt jedoch wesentliche Eigenschaften des Abstimmkreises und sollte daher sorgfältig ausgewählt werden.

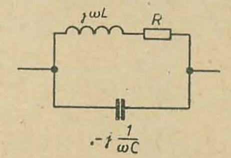


Bild 1: Ersatzschaltbild des Schwingungskreises

Das Ersatzschaltbild eines Schwingungskreises zeigt Bild 1. Der Gesamtwiderstand $\mathfrak{R}_{ges}$ dieser Schaltung hat folgenden Wert:

$$\mathfrak{R}_{ges} = \frac{\mathfrak{R}_1 \cdot \mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} = \frac{(R + j\omega L)\left(-j\frac{1}{\omega C}\right)}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}. \qquad (1)$$

Die Parallelschaltung eines induktiven plus eines ohmschen und eines kapazitiven Widerstandes läßt sich jedoch bekanntlich in einen Reihenwiderstand verwandeln mit einem neuen induktiven und einem neuen kapazitiven Widerstand. Mathematisch bedeutet das, daß man die Gleichung (1) auf die Form $a \pm jb$ bringen muß. Dazu werden Zähler und Nenner der Gleichung (1) mit $R - j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$ multipliziert. Nach Trennung der reellen und komplexen Glieder erhält man

$$\mathfrak{R}_{ges} = \frac{R \cdot \frac{1}{\omega^2 C^2}}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} + j\frac{\frac{\omega L}{\omega C}\left(\frac{1}{\omega C} - \omega L\right) - R^2\frac{1}{\omega C}}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \qquad (2)$$

Für die Resonanzfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ wird dann der Resonanzwiderstand

$$\mathfrak{R}_{res} = \frac{L}{CR} - j\frac{1}{\omega_0 C}. \qquad (3)$$

In der Praxis ist meist $\frac{1}{\omega_0 C}$ sehr klein gegenüber $\frac{L}{CR}$. Daher kann man auch schreiben

$$R_{res} = \frac{L}{CR}. \qquad (4)$$

Aus dieser Gleichung erkennt man folgendes: Je größer das L/C-Verhältnis wird, um so größer wird der Resonanzwiderstand. Ein großer Resonanzwiderstand bedeutet aber auch große Verstärkung.
Nun kann man in der Praxis C allerdings nicht beliebig klein wählen. Das ergibt sich aus folgender Überlegung: Bei Verwendung zu kleiner Kapazitäten wird der Einfluß schädlicher Kapazitäten auf die Frequenzverwerfung zu groß, wie sich aus der nachstehenden Beziehung leicht ablesen läßt.

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta C}{2\,C} \text{ bzw. } \Delta f = f_0\frac{\Delta C}{2\,C}. \qquad (5)$$

Neben dem Resonanzwiderstand und der damit erzielbaren Verstärkung ist die erzielbare Trennschärfe der Abstimmkreise von Bedeutung. Eine gute Trennschärfe ist aber bekanntlich mit einer hohen Kreisgüte oder Resonanzschärfe gleichzusetzen. Als Kreisgüte Q bezeichnet man das Verhältnis $\frac{R_{res}}{\omega_0 L}$. Da $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ (Resonanzbedingung), ist

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R\,\omega_0 C}. \qquad (6)$$

Aus der Gleichung (6) ist zu entnehmen, daß mit kleiner werdendem L/C-Verhältnis (also größer werdendem C) die Trennschärfe größer wird.
Wir erkennen also, daß Verstärkung und Trennschärfe hinsichtlich des L/C-Verhältnisses beim Abstimmkreis im umgekehrten Verhältnis zueinander stehen.

Berechnung der Abstimmkreise im Geradeausempfänger

Die Grundlage für die Berechnung der Abstimmkreise ist die Thomsonsche Schwingungsformel

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}. \qquad (7)$$

Wir setzen weiterhin folgende Bezeichnungen fest:

f_e = Endfrequenz des Abstimmbereiches,
f_a = Anfangsfrequenz des Abstimmbereiches,
C_a = Anfangskapazität im Abstimmkreis,
C_e = Endkapazität im Abstimmkreis,
$f_e - f_a$ = Frequenzbereich des Abstimmkreises,
$C_e - C_a = \Delta C$ = Kapazitätsvariation des Drehkondensators im Abstimmkreis.

Gegeben sind zunächst die Anfangs- und Endfrequenz f_a und f_e. Wir müssen nun noch ΔC wählen. Aus der Beziehung

$$\frac{f_e^2}{f_a^2} = \frac{\frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot C_a}}{\frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot C_e}} = \frac{C_e}{C_a} \qquad (8)$$

läßt sich eine einfache Methode ableiten, C_a, C_e und ΔC mit Hilfe des Rechenschiebers zu bestimmen.

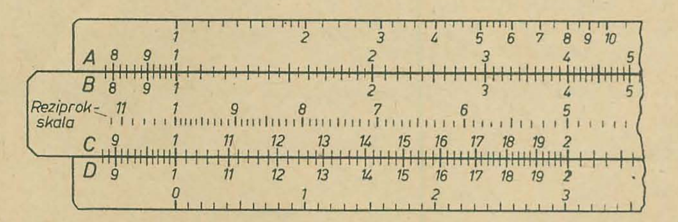


Bild 2: Bezeichnung der Rechenschieberskalen

Beispiel: Gegeben sei der Frequenzbereich 3,5···3,8 MHz. Für diesen Frequenzbereich soll $C_e = 80$ pF als günstig angesehen werden. Zur Berechnung von ΔC wird die Zahl 3,5 der Reziprokskala des Rechenschiebers unter die Zahl 80 der Skale A (Bild 2) gestellt. Über 3,8 der Reziprokskala des Rechenschiebers liest man dann auf der Skale A für C_a den Wert 68 ab. ΔC beträgt somit $80 - 68 = 12$ pF. Analog läßt sich bei gegebenem ΔC durch Einpassen der Zahlen für f_a und f_e auf der Reziprokskala unter Zahlen der gegebenen Differenz C_a und C_e bestimmen.
Es ist nun eine Formel für die Berechnung der Induktivität der Spule des Abstimmkreises abzuleiten.
Wir bilden zunächst das Verhältnis

$$\frac{f_e^2 - f_a^2}{f_e^2} = \frac{\frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot C_a} - \frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot C_e}}{\frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot C_a}} \qquad (9)$$

und erhalten daraus nach Umformung

$$\frac{f_e^2 - f_a^2}{f_e^2} = \frac{C_e - C_a}{C_e} = \frac{\Delta C}{C_e}. \qquad (10)$$

Entsprechend läßt sich für alle möglichen Resonanzfrequenzen f des Abstimmkreises ableiten [vgl. (8)]:

$$\frac{f^2}{f_a^2} = \frac{C_e}{C}. \qquad (11)$$

Erweitert man Gleichung (11) mit Gleichung (10), so erhält man:

$$\frac{f^2}{f_a^2} \cdot \frac{f_e^2 - f_a^2}{f_e^2} = \frac{\Delta C}{C_e} \cdot \frac{C_e}{C} = \frac{\Delta C}{C}. \qquad (12)$$

Nach Umformung wird

$$f^2 = \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{f_e^2 \cdot f_a^2}{f_e^2 - f_a^2} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta C \cdot f_e^2 \cdot f_a^2}{f_e^2 - f_a^2}. \qquad (13)$$

Setzen wir

$$\frac{\Delta C \cdot f_e^2 \cdot f_a^2}{f_e^2 - f_a^2} = a,$$

dann vereinfacht sich (13) zu

$$f^2 = \frac{1}{C} \cdot a \cdot \qquad (14)$$

Diese Gleichung in die nach L aufgelöste Gleichung (7) eingesetzt, ergibt (für L in μH, C in pF, f in MHz):

$$L = \frac{10^6}{4\pi^2 \cdot \frac{1}{C} \cdot a \cdot C} = \frac{10^6}{4\pi^2 \cdot a} = 2{,}533 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{a} \cdot \qquad (15)$$

Der reziproke Wert von a sei b. Dann erhalten wir als Endformel:

$$L = 2{,}533 \cdot 10^4 \cdot b, \qquad (16)$$

worin

$$b = \frac{f_e^2 - f_a^2}{\Delta C \cdot f_e^2 \cdot f_a^2}.$$

Beispiel: Es soll ein Abstimmkreis für das 80-m-Band (Bild 3) berechnet werden. Der Frequenzbereich ist 3,5···3,8 MHz. Wir nehmen an, daß der Bereich über die gesamte Abstimmskala gedehnt werden soll. In der Praxis wird man den Bereich mindestens von 3,48···3,82 MHz wählen, da dadurch der Abgleich leichter ist und irgendwelche Frequenzverwerfungen nicht so störend werden. Gegeben sei weiterhin ein Abstimmdrehko von 4...17 pF.

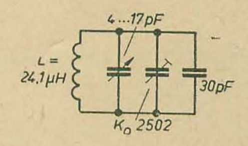


Bild 3: Abstimmkreis für das 80-m-Band

Mit dem Rechenschieber läßt sich nach der angegebenen Methode feststellen, daß sich bei einem ΔC von $17 - 4 = 13$ pF für den angegebenen Frequenzbereich ein C_e von etwa 85 pF ergibt. Dieser Wert wird als brauchbar erachtet, so daß der gegebene Drehko ohne weiteres verwendet werden kann. Für die Induktivität der Abstimmspule errechnet man nach (16):

$$L = 2{,}533 \cdot 10^4 \frac{3{,}8^2 - 3{,}5^2}{13 \cdot 3{,}8^2 \cdot 3{,}5^2} = 24{,}1\ \mu H.$$

Für die Praxis genügt hier sogar Rechenschiebergenauigkeit. Nun muß noch die Anfangskapazität C_a des Abstimmkreises berechnet werden. Sie ergibt sich aus

$$C_e - \Delta C = 85 - 13 = 72\ pF. \qquad (17)$$

Diese 72 pF werden wie folgt aufgegliedert (s. Bild 3):

Schalt-, Röhren- und Spulenkapazität (geschätzt)	20 pF
Anfangskapazität des Drehkos	4 pF
Parallelkondensator	30 pF
Trimmermittelwert	18 pF
	72 pF

Berechnung der Abstimmkreise im Superhet

Das Prinzip des Überlagerungsempfanges wird als bekannt vorausgesetzt. Die Schwierigkeit besteht bekanntlich darin, den Frequenzverlauf des Oszillatorkreises so zu gestalten, daß sich zwischen Eingangs- und Oszillatorfrequenz stets eine konstante Differenz als Zwischenfrequenz ergibt. Ein solcher idealer Gleichlauf läßt sich jedoch nicht erzielen. Rundfunkempfänger werden in der Regel so abgeglichen, daß bei drei für diesen Zweck passend gewählten Frequenzen ein vollkommener Gleichlauf herrscht. Im übrigen Bereich wird die Abweichung so klein wie möglich gehalten. Dieser Dreipunktgleichlauf wird praktisch dadurch verwirklicht, indem die Induktivität der Oszillatorspule kleiner als die der Spule im Eingangskreis gewählt wird, dafür aber die Kapazität des Kondensators größer und außerdem ein Serienkondensator, auch Padding genannt, eingefügt wird. Für die Schaltung des Serienkondensators gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten (Bild 4).

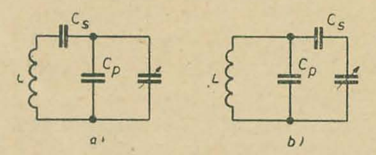


Bild 4: C_s kann so geschaltet werden, daß C_p parallel zum Drehko (a) oder parallel zur Spule (b) liegt

Ist der zu erfassende Frequenzbereich sehr klein, dann genügt auch ein Zweipunktgleichlauf. Er wird dadurch erzielt, daß die Induktivität der Oszillatorspule gegenüber der des Eingangskreises verkleinert und die Parallelkapazität vergrößert wird. Ein Serienkondensator wird nicht benutzt. Bei der Berechnung der Abstimmkreise für Empfänger mit Zweipunktgleichlauf lassen sich wesentlich einfachere Formeln entwickeln als für den Dreipunktgleichlauf[1]).
Es soll hier die Berechnung der Abstimmkreise für den Zweipunktgleichlauf gezeigt werden. Nach der Berechnung der Vorkreiswerte, die in der gleichen Weise vorgenommen wird wie beim Geradeausempfänger, sind die beiden Gleichlaufpunkte fest-

[1]) Zur Berechnung des Dreipunktgleichlaufs vergleiche die ausgezeichnete Darstellung von H. E. Koster und F. Spudich: Die Superhet-Spulensätze, Deutscher Funk-Verlag, Berlin.

zulegen. Nach der Wahl des zu überstreichenden Bereiches wird zunächst als Mittelfrequenz das geometrische Mittel der Endfrequenzen errechnet:

$$f_m = \sqrt{f_a \cdot f_e}\,. \tag{18}$$

Die Gleichlaufpunkte ergeben sich dann aus

$$f_1 = \sqrt[3]{f_m \cdot f_a^2}, \tag{19}$$

$$f_2 = \sqrt[3]{f_m \cdot f_e^2}\,. \tag{20}$$

Bei schmalen Bereichen genügt es auch, die Gleichlauffrequenzen derart zu bestimmen, daß

$$f_m = \frac{f_a + f_e}{2} \text{ ist.} \tag{21}$$

Für $f_e - f_a = \Delta f$ wird

$$f_1 = f_m - \frac{\Delta f}{3}, \tag{22}$$

$$f_2 = f_m + \frac{\Delta f}{3}\,. \tag{23}$$

Die Ableitung der Gleichungen für die Berechnung der Induktivität der Oszillatorspule L_0 und des zusätzlichen Parallelkondensators C_z ist nun wesentlich komplizierter als für den Eingangskreis. Deshalb sollen hier gleich die Endformeln sowie deren für die Praxis ausreichende vereinfachte Form gegeben werden:

$$L_0 = L_v \frac{\sqrt{\frac{f_1}{f_2}} + \sqrt{\frac{f_2}{f_1}} + \frac{2 f_z}{\sqrt{f_1 \cdot f_2}}}{\left(\sqrt{\frac{f_1}{f_2}} + \sqrt{\frac{f_2}{f_1}}\right)\left[1 + \left(\sqrt{\frac{f_1}{f_2}} + \sqrt{\frac{f_2}{f_1}}\right)\cdot \frac{f_z}{\sqrt{f_1 \cdot f_2}} + \frac{f_z^2}{f_1 \cdot f_2}\right]^2}, \tag{24}$$

worin f_z die Zwischenfrequenz ist.
Zur Vereinfachung führen wir folgende Bezeichnungen ein:

$$x = \frac{f_z}{\sqrt{f_1 \cdot f_2}} \tag{25}$$

$$y = \sqrt{\frac{f_1}{f_2}} + \sqrt{\frac{f_2}{f_1}} \tag{26}$$

und erhalten damit (24) in folgender Form:

$$L_0 = L_v \frac{y + 2x}{y(1 + xy + x^2)^2}\,. \tag{27}$$

Wie sich leicht nachprüfen läßt, weicht der numerische Wert von y bei kleinen Frequenzbereichen kaum von 2 ab, so daß sich als ausreichende Näherungsformel für die Praxis ergibt:

$$L_0 = L_v \frac{1}{(1 + x)^3}\,. \tag{28}$$

Die Kapazität des Zusatzkondensators errechnet sich nach folgender Formel:

$$C_z = x \cdot \Delta C \cdot \frac{f_a^2 \cdot f_e^2}{f_1 \cdot f_2 (f_e^2 - f_a^2)}\,. \tag{29}$$

Da jedoch im allgemeinen $f_a \cdot f_e = f_1 \cdot f_2$ ist, läßt sich für (29) einfacher schreiben:

$$C_z = x \cdot \Delta C \cdot \frac{f_a \cdot f_e}{f_e^2 - f_a^2}, \tag{30}$$

worin für x der nach (25) errechnete Wert einzusetzen ist.

Beispiel: Zu dem im 1. Abschnitt gegebenen Beispiel für die Berechnung der Abstimmkreise im Geradeausempfänger soll der Oszillatorkreis für eine ZF von 470 kHz berechnet werden. Gegeben sind damit:

Abstimmbereich = 3,5 ... 3,8 MHz.
ZF = 0,47 MHz,
ΔC = 13 pF,
L_v = 24,1 μH [nach (16)],
C_a = 72 pF [nach (17)].

Für den Oszillatorkreis werden errechnet:

1. Die Induktivität der Oszillatorspule mit

$$f_m = \frac{3{,}5 + 3{,}8}{2} = 3{,}65 \text{ MHz} \quad \text{nach (21)},$$

$$f_1 = 3{,}65 - 0{,}1 = 3{,}55 \text{ MHz} \quad \text{nach (22)},$$

$$f_2 = 3{,}65 + 0{,}1 = 3{,}75 \text{ MHz} \quad \text{nach (23)},$$

$$x = \frac{0{,}47}{\sqrt{3{,}55 \cdot 3{,}75}} = 0{,}129 \approx 0{,}13 \text{ nach (25)},$$

zu

$$L_0 = 24{,}1 \frac{1}{(1 + 0{,}13)^3} = 16{,}8\ \mu\text{H}.$$

2. Die zusätzliche Parallelkapazität C_z nach (29) und (30) mit

$$x = 0{,}13$$

zu

$$C_z = 0{,}13 \frac{13 \cdot 3{,}5 \cdot 3{,}8}{14{,}4 - 12{,}2} \approx 10 \text{ pF}.$$

Diese Zusatzkapazität läßt sich ohne weiteres noch mit dem Trimmer erfassen. Ausführung siehe Bild 5.

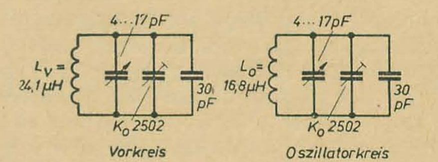


Bild 5: Abstimmkreise für das 80-m-Band im KW-Super mit einer ZF von 470 kHz

Als weitere Beispiele sollen noch die Berechnungen für das 20-m- und 14-m-Band gezeigt werden, da hierbei noch einige Besonderheiten zu beachten sind.

Berechnung der Abstimmkreise für das 20-m-Band

Frequenzbereich: 14,0···14,35 MHz.

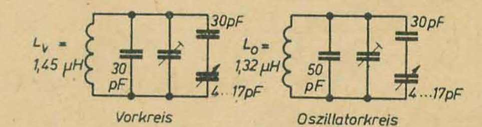


Bild 6: Abstimmkreise für das 20-m-Band im KW-Super mit einer ZF von 470 kHz

Für die Abstimmung des Empfängers wählen wir einen Frequenzbereich von 13,9···14,5 MHz. Bei der Berechnung der Abstimmkreise für das 80-m-Band hatten wir einen Drehkondensator von 4···17 pF zugrunde gelegt, den wir beibehalten wollen. Mit Hilfe des Rechenschiebers läßt sich sofort feststellen, daß sich mit ΔC = 13 pF viel zu hohe C-Werte für die Abstimmkreise ergeben würden (etwa 200 pF). Wir legen darum zunächst einen günstigen Wert für die Endkapazität des Eingangskreises fest und ermitteln danach, wie groß ΔC werden muß. Als günstigen Wert für die Endkapazität des Eingangskreises wählen wir 80 pF. Mit dem Rechenschieber wird für ΔC ein Wert von 6 pF ermittelt. Der Drehkondensator muß also durch einen Serienkondensator C_s verkürzt werden, den wir nur näherungsweise berechnen. C_s darf hier nicht mit dem vorher erwähnten Padding beim Dreipunktgleichlauf verwechselt werden. Der hier behandelte Serienkondensator tritt sowohl im Eingangskreis und in den Abstimmkreisen der Geradeausempfänger, als auch im Eingangs- und Oszillatorkreis von Superhets auf. Soll Gleichlauf mehrerer Kreise erzielt werden, ist dieser Serienkondensator sehr eng zu tolerieren (±1%)[1].
Die Formel für die Berechnung von C_s lautet:

$$C_s = \frac{C_e \cdot (C_a + \Delta C)}{C_e - (C_a + \Delta C)}\,. \tag{31}$$

Hierin ist ΔC die gewählte neue Kapazitätsvariation.
Für C_a genügt es, einfach die gemessene Anfangskapazität des Drehkondensators einzusetzen, obwohl sich in Reihenschaltung mit C_s ein kleinerer Wert ergeben wird. Für C_a = 4 pF und ΔC = 6 pF erhalten wir nach (31):

$$C_s = \frac{17(4 + 6)}{17 - (4 + 6)} \approx 24{,}3 \text{ pF}.$$

[1]) Gemäß DIN 41341 werden von den KWH Kleinstkondensatoren dieses Toleranzwertes mit dem Buchstaben F gekennzeichnet.

Gewählt wird $C_s = 30$ pF. Die genauen Werte sind dann:

$$C_{a1} = \frac{4 \cdot 30}{4 + 30} = 3{,}5 \text{ pF}$$

und

$$C_{e1} = \frac{17 \cdot 30}{17 + 30} = 10{,}85 \text{ pF}.$$

Damit ist

$$\Delta C = C_{e1} - C_{a1} = 10{,}85 - 3{,}5 = 7{,}35 \text{ pF}.$$

Mit diesem Wert berechnen wir nun nach (16) die Induktivität der Vorkreisspule:

$$b = \frac{14{,}5^2 - 13{,}9^2}{7{,}35 \cdot 14{,}5^2 \cdot 13{,}9^2} = 5{,}726 \cdot 10^{-5},$$

$$L_v = 2{,}533 \cdot 10^4 \cdot 5{,}726 \cdot 10^{-5} = 1{,}45 \, \mu\text{H}.$$

Die zugehörige Anfangskapazität ist

$$C_a = \frac{2{,}533 \cdot 10^4}{14{,}5^2 \cdot 1{,}45} \approx 83 \text{ pF},$$

$$C_e = C_a + \Delta C = 83 + 7{,}35 \approx 90 \text{ pF}.$$

Die Berechnung des Oszillatorkreises für einen Superhet mit einer ZF von 470 kHz weist keine Besonderheiten auf. Es werden errechnet:

$$f_m = \frac{13{,}9 + 14{,}5}{2} = 14{,}2 \text{ MHz} \qquad \text{nach (21)},$$

$$f_1 = 14{,}2 - 0{,}2 = 14{,}0 \text{ MHz} \qquad \text{nach (22)},$$

$$f_2 = 14{,}2 + 0{,}2 = 14{,}4 \text{ MHz} \qquad \text{nach (23)},$$

$$x = \frac{0{,}47}{\sqrt{14{,}0 \cdot 14{,}4}} = 0{,}033 \qquad \text{nach (25)},$$

$$L_0 = \frac{1{,}45}{1{,}033^3} \approx 1{,}32 \, \mu\text{H} \qquad \text{nach (28)},$$

$$C_z = 0{,}033 \cdot 7{,}35 \frac{13{,}9 \cdot 14{,}5}{14{,}5^2 - 13{,}9^2} \approx 2{,}9 \text{ pF} \qquad \text{nach (30)}.$$

Ausführung siehe Bild 6.

Berechnung der Abstimmkreise für das 14-m-Band

Wir erinnern uns zunächst daran, daß es für die Wahl der Oszillatorfrequenz grundsätzlich zwei Möglichkeiten gibt:

$$f_0 = f_e + f_z,$$

$$f_0 = f_e - f_z.$$

Aus praktischen Erwägungen heraus wählen wir nun für die höheren Empfangsfrequenzen die zweite Möglichkeit. Der wichtigste Grund ist der, daß sich niedrigere Frequenzen leichter stabil halten lassen.

Es ergibt sich nun weiterhin die Frage, welcher Empfangsbereich erfaßt werden soll. Das 14-m-Band geht von 21,0 ··· 21,45 MHz. Wählen wir als Abstimmbereich 20,8 ··· 21,6 MHz, dann wird mit $\Delta C = 7{,}35$ pF $L_v = 0{,}54 \, \mu$H. Dieser Wert erscheint jedoch zu klein. Deshalb verzichten wir auf so weitgehende Bandspreizung, da auch das L/C-Verhältnis zu ungünstig werden würde. Als Empfangsbereich wählen wir deshalb 20,7 ··· 21,7 MHz. Mit $\Delta C = 7{,}35$ pF wird dann $L_v = 0{,}73 \, \mu$H und $C_v = 81$ pF.

Für den Oszillatorkreis werden (abweichend von der bisherigen Berechnungsweise) die Frequenzen f_1 und f_2 so gelegt, daß sich für das eigentliche Amateurband günstige Verhältnisse ergeben, und zwar

$$f_1 = 21{,}0 \text{ MHz}, \; f_2 = 21{,}4 \text{ MHz}.$$

Zwar werden dadurch die Gleichlaufverhältnisse etwas schlechter, aber da die Schwingungskreise bei diesen hohen Frequenzen eine größere Resonanzbreite besitzen, tritt kein merklicher Lautstärkeverlust beim Empfang ein. Mit den gewählten Werten für f_1 und f_2 wird

$$x = \frac{0{,}47}{\sqrt{21{,}0 \cdot 21{,}4}} = 0{,}022 \qquad \text{nach (25)}$$

errechnet.

Da die Oszillatorfrequenz jetzt um den Wert der ZF niedriger als die Empfangsfrequenz sein soll, erhält Gleichung (28) für die Berechnung der Oszillatorspule folgende Form:

$$L_0 = L_v (1 + x)^3. \qquad (32)$$

Mit den bisher errechneten Werten wird dann

$$L_0 = 0{,}73 \cdot 1{,}022^3 = 0{,}76 \, \mu\text{H}.$$

Zum Schluß sei für das 10-m-Band noch folgender Hinweis gegeben. Stehen Präzisionsfrequenzmeßgeräte zur Verfügung, kann die Bandspreizung sehr weit getrieben werden unter der Voraussetzung, daß die Oszillatorfrequenz stabil gehalten werden kann.

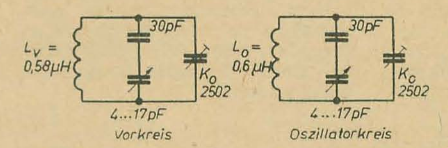


Bild 7: Abstimmkreise für das 10-m-Band im KW-Super mit einer ZF von 470 kHz

Bei einem Abstimmbereich von 27,8 ··· 29,8 MHz und $\Delta C = 7{,}35$ pF werden

$$L_v = 0{,}58 \, \mu\text{H},$$

$$C_v = 57 \text{ pF},$$

$$L_0 = 0{,}6 \, \mu\text{H}.$$

Ausführung siehe Bild 7.



Freundschaftsbesuch im Fernsehzentrum

Am 11. August konnten die Mitarbeiter des Fernsehzentrums in Berlin-Adlershof eine Gruppe der sowjetischen Partei- und Regierungsdelegation, an ihrer Spitze den Genossen A. I. Mikojan in Begleitung unseres Ministerpräsidenten Otto Grotewohl, begrüßen. Im Studio II besichtigten die Gäste moderne, vom Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen entwickelte Studioeinrichtungen. Auf unserem Bild läßt sich Genosse Mikojan vom Stellvertreter des Ministers für Post- und Fernmeldewesen, Herrn Probst (links neben Mikojan), die Funktion der elektronischen Orgel „Toccata“ erklären, eine interessante Entwicklung des Werkes für Fernmeldewesen, die hier der Organist Ewald Szamocki vorführt. Ganz links im Bild Ing. Ernst Schreiber, der Entwickler der Orgel. (Einen Beitrag über seine Entwicklung veröffentlichte er in Nr. 13, 14 und 15 [1957] unserer Zeitschrift.) Seinen Eindruck von der Besichtigung unseres Fernsehzentrums faßte der Genosse Mikojan im Gästebuch des Hauses wie folgt zusammen: „Dieses großartige Fernsehstudio mit seiner modernen Technik ist eine bedeutende Errungenschaft der DDR auf kulturellem Gebiet. Ich wünsche Ihnen weitere Erfolge bei der Vervollkommnung der Fernsehgeräte, der technischen Verfahren und des Inhalts der Fernsehsendungen.“ Foto: Zentralbild

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Umschaltbare Bandgeschwindigkeit** 9,5 bzw. 4,75 cm/s ist das besondere Merkmal des neuen Tonbandgerätes Typ KB 100 „Leipzig“ vom Fernmeldewerk Leipzig. Der „Smaragd“ BG 20-2 vom Meßgerätewerk Zwönitz mit 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit wird jetzt mit Bandzähluhr und Tonblende gefertigt. Beide Geräte werden auf der Leipziger Herbstmesse vom 1. bis 8. 9. 57 gezeigt.

▼ **Zum 40jährigen Bestehen** des Deutschen Normenausschusses (DNA) findet vom 23. bis 25. 9. d. J. die „Normentagung Berlin 1957“ statt. In der Vortragsreihe über aktuelle Normungsprobleme am 24. 9. wird Dipl.-Ing. Neumann, DNA Berlin, zu dem Thema „Gütenormen im Vordringen“ sprechen, von Dr.-Ing. Knott, Siemens-Schuckert-Werke, Erlangen, ist der Vortrag „Normung als Rationalisierungsaufgabe“ angesagt.

▼ **Ein Diplom** für besondere Verdienste wurde dem Rundfunkmechanikermeister Paul Jäger, Brandis, Kreis Wurzen, von der Handwerkskammer des Bezirkes Leipzig anläßlich des 7. Jahrestages des Gesetzes zur Förderung des Handwerks am 9. 8. 1957 verliehen.

▼ **Künftig Kwantung—Wolfram.** In der östlichen Provinz Kwantung wurde von chinesischen Geologen eines der umfangreichsten Wolframvorkommen der Welt entdeckt, das sich über eine Fläche von mindestens 10 qkm erstreckt.

▼ Der **„Arbeitskreis Rundfunkempfangsantennen“**, dem u. a. die Fachabteilungen Empfangsantennen und Rundfunk und Fernsehen im ZVEI, die Arbeitsgemeinschaft der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland und der DNA angehören, hat nach seiner kürzlich erfolgten Gründung Richtlinien zur Planung, zum Aufbau, zur Übergabe und zur Wartung von Gemeinschaftsantennenanlagen herausgegeben.

Prof. Dr. Alexander Meißner

beging im Juni d. Js. in Berlin sein 50jähriges Dienstjubiläum bei Telefunken. Der im Jahre 1883 in Wien geborene Jubilar ist allen HF-Technikern in erster Linie durch die von ihm erfundene und nach ihm benannte „Meißnersche Rückkopplungsschaltung“ und durch seine großen Verdienste bei der Entwicklung der Röhrensender bekannt. In weiteren Arbeiten beschäftigte er sich speziell mit der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen und Versuchen zum drahtlosen Gegensprechverkehr. Im Forschungsinstitut der AEG, dem Meißner 1930 beitrat, leistete er wesentliche Arbeiten zur Entwicklung der Silikone.

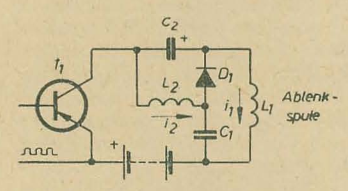
Prof. Dr. Meißner erhielt 1925 als erster die Goldene Medaille der Heinrich-Hertz-Gesellschaft und wurde im gleichen Jahr als erster Europäer zum Vizepräsidenten des Inst. of Radio Engineers, USA, ernannt.

UKW-Verkehrsfunk im Einsatz

Mit UKW-Verkehrsfunkgeräten wurden die Stützpunkte Dresden und Senftenberg des Deutschen Roten Kreuzes sowie ein Teil der bei den Stützpunkten im Einsatz befindlichen Krankentransportautos ausgerüstet. Damit wird ein rationeller und wendiger Betriebsablauf erreicht. — Die Funksprechverbindung zu den Krankenwagen hat sich besonders im Unwetterkatastrophengebiet von Pirna bewährt.
Die UKW-Verkehrsfunkanlagen lieferte der VEB Funkwerk Dresden.

Zeilenablenkstufe mit Leistungstransistor

In der Aprilausgabe der „electronics“ wird über Versuche berichtet, die Zeilenablenkstufe von Fernsehempfängern mit Transistoren zu bestücken. Als Hauptvorteil wird eine Leistungsersparnis um den Faktor 3 ... 4 angegeben. Der in der Schaltung (siehe Bild) verwendete Leistungstransistor, der als Schalter arbeitet, hat



eine Kollektorverlustleistung von etwa 3 W. Die Spitzenspannung in dieser Schaltung beträgt 180 V, der Spitzenstrom 5 A. Der Spitzenablenkstrom fließt nur während einiger Mikrosekunden durch den Transistor, ebenfalls tritt die Hochspannungsspitze nur für eine sehr kurze Zeit auf. Diese beiden Faktoren erlauben eine Vergrößerung des Spitzenstromes und der Spitzenspannung des Transistors, ohne daß die Verlustleistungsgrenze überschritten wird. Die Kipplinearität bei Verwendung von handelsüblichen Einzelteilen liegt bei ± 5%. Die Speisegleichspannung beträgt etwa — 20 V. Auch die Entnahme der Hochspannung für die Bildröhre aus dem Zeilentransformator soll prinzipiell möglich sein.

Eine batteriebetriebene Fernsehkamera

zum Anschluß an die 24-V-Autobatterie entwickelte eine englische Firma. Sie wurde in einem Omnibus versuchsweise zum Beobachten des Ein- und Ausganges vom Fahrersitz aus eingesetzt.

In Frankreich

waren laut Statistik am 31. März 1957 523 845 Fernseh- und 9 821 831 Hörrundfunkgeräte angemeldet.

OIR-Information Nr. 14

Der Eiffelturm

erhält gegenwärtig eine neue Antennenanlage. Die neuen Antennen für den Fernsehsender im Band III, der mit 819 Zeilen arbeitet, werden als 4-8-Felder quadratisch um die obere Plattform des Eiffelturmes angebaut. Der alte 414-Zeilen-Fernsehsender ist nach dem Brand im Januar vergangenen Jahres nicht wieder in Betrieb genommen worden. Den Fernsehteilnehmern, die Fernsehempfänger mit 441-Zeilen-Norm besaßen, wurde zum Teil für zwei Jahre leihweise ein anderes Gerät zur Verfügung gestellt bzw. erhielten sie beim Erwerb neuer Empfänger Vergünstigungen. Dies war notwendig, da ein Vertrag bestand, nach dem der Betrieb des 441-Zeilen-Fernsehsenders noch zwei Jahre aufrechtzuerhalten war.

Eine „Spitzenleistung“ aus Frankfurt



die wohl mit dazu dienen sollte, die am Fernsehmarkt der vergangenen Monate eingetretene Flaute in eine frische Brise zu verwandeln. Neben diesen und anderen technischen Spielereien brachten unsere Mitarbeiter eine Reihe interessanter technischer Einzelheiten von der Rundfunk-, Fernseh- und Fonoausstellung mit, über die wir unseren Lesern im nächsten Heft berichten.

Kundenlaboratorium im VEB Vakutronik

Das in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 20 (1956) bereits angekündigte und inzwischen eingerichtete Kundenlaboratorium des VEB Vakutronik, Dresden, wird bereits von vielen Interessenten aller Fachrichtungen des In- und Auslandes in Anspruch genommen. In dem Labor stehen für eigene Versuche u. a. Geiger-Müller-Zählrohre, Ionisationskammern, Impulszähler und Abschirmkammern aus dem Fertigungsprogramm des Werkes zur Verfügung. Monatlich finden drei Kurzlehrgänge mit je zwölf Teilnehmern statt, die in erster Linie von Technikern, Ingenieuren, Ärzten und Wissenschaftlern besucht werden. Außerdem lassen sich ständig in- und ausländische Kunden über die Anwendung radioaktiver Isotope und der Vakutronikgeräte für Industrie und Forschung beraten. Zu den ausländischen Besuchern zählten bisher vorwiegend Fachleute aus der Sowjetunion, Ägypten, Rumänien und Frankreich.
Auf Wunsch führen die Mitarbeiter des Kundenlaboratoriums auch Erprobungsmessungen für neue Anwendungsmöglichkeiten radioaktiver Isotope an Ort und Stelle in allen Teilen der DDR durch.

Kerntechnik im Hüttenwesen

Zu ersten positiven Ergebnissen führten die seit längerer Zeit durchgeführten Ausbrandkontrollen mit radioaktiven Präparaten am Hochofen IV des Eisenhüttenkombinats in Stalinstadt. Bisher gab es keine Möglichkeit, die genauen Abbrandvorgänge im Gestell eines Hochofens während seines Betriebes zu untersuchen. Erst durch den Einbau von Kobaltstrahlern in der Zustellung ist es möglich geworden, den Verschleiß des Mauerwerkes an der Abnahme der Strahlungsintensität zu verfolgen. Nach diesen Meßergebnissen sollen künftig die Termine für die Generalreparaturen der Hochöfen festgesetzt werden.

Erster Atomreaktor in der CSR —

Wie CTK meldet, ist der im kernphysikalischen Institut in Rez bei Prag nach einem sowjetischen Projekt errichtete Atomreaktor im August d. J. in Betrieb genommen worden. Die Kapazität des Reaktors beträgt 2000 kW.

— und in Bulgarien

Ein ebenfalls in der Sowjetunion projektierter Reaktor mit einer Leistung von 1000 kW soll in der Nähe von Sofia errichtet werden. Nach seiner bereits für das nächste Jahr vorgesehenen Inbetriebnahme wird er den gesamten Bedarf Bulgariens an radioaktiven Isotopen decken.
30 bulgarische Kernfachleute befinden sich gegenwärtig zu einem Studienaufenthalt in der Sowjetunion.

Ein Institut für Kernphysik

wird an der Akademie der Wissenschaften der usbekischen SSR in Taschkent gebaut.

30 wissenschaftliche Institute

der grusinischen SSR beschäftigen sich mit der friedlichen Nutzung der Atomenergie. Für ihre Versorgung und die der benachbarten Unionsrepubliken wird ein Atomreaktor errichtet.

Ein drittes Atomkraftwerk

wird in Großbritannien gebaut werden; die Baugenehmigung wurde der Central Electricity Authority von der britischen Regierung erteilt. Die Kapazität des neuen Werkes soll 450 000 kW betragen.

CCIR-Empfehlungen, Stand Juli 1957

Im Verlauf der VIII. CCIR-Vollversammlung (Warschau, Sommer 1956) wurde beschlossen, eine Reihe älterer CCIR-Empfehlungen aufzuheben, zu verändern bzw. neu zu numerieren, außerdem ist eine beträchtliche Anzahl neuer Empfehlungen herausgegeben worden. Eine Zusammenfassung sämtlicher z. Zt. gültigen CCIR-Empfehlungen wurde vom Internationalen Fernmeldeverein (UIT) in französischer und englischer Sprache in den „Dokumenten der VIII. Vollversammlung in Warschau 1956“ veröffentlicht. Diese Dokumente befinden sich im Bereich Rundfunk und Fernsehen im Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, wo auch ihre Bearbeitung erfolgt. Über die wichtigsten veränderten und neuen Empfehlungen gibt der Beitrag „Die Beschlüsse der VIII. Vollversammlung des CCIR in Warschau“ von H. Stier in der „Nachrichtentechnik“ Nr. 12 (1956) und Nr. 1 und 2 (1957) Auskunft.

Dipl.-Phys. R. GESSNER

Aufbau und Arbeitsweise von Relaisröhren

Der Inhalt der Beiträge „Aufbau und Arbeitsweise von Relaisröhren" und „Schaltungen mit Relais- und Zählröhren" wurde einem Fachvortrag entnommen, den der Autor auf der 7. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar in der Gruppe Röhrentechnik hielt. Kaltkatodenröhren sind für die moderne Elektronik von größtem Interesse. Mit den beiden Veröffentlichungen werden die Grundlagen über den Aufbau, die Wirkungsweise und die Schaltungen mit derartigen Röhren vermittelt.

Prinzipielles über Kaltkatodenröhren

Eine Relaisröhre ist eine mit Edelgas gefüllte Dreielektrodenröhre mit kalter Katode (s. Bild 1). Sie enthält eine Anode, eine Starterelektrode, die mit dem Steuergitter bei geheizten Thyratrons zu vergleichen ist, und eine Katode. Letztere kann mit einer Emissionspaste aus Erdalkaliverbindungen (Karbonat, Hydroxyd oder Hydrid) aktiviert sein oder aus reinem Metall, meist Molybdän, bestehen.

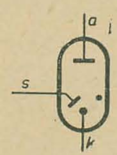


Bild 1: Symbol für Relaisröhren
a — Anode, s — Starterelektrode, k — Katode

Es ist bekannt, daß in einem Entladungsrohr, das mit einem Edelgas gefüllt ist, zwischen zwei kalten Elektroden beim Anlegen einer bestimmten Spannung — der Zündspannung — eine Glimmentladung gezündet werden kann. Die hierfür benötigte Spannung hängt vom Abstand der Elektroden, der Gasfüllung und dem Fülldruck ab. Um eine Zündung zu erreichen, muß jedoch eine gewisse Anzahl von Ladungsträgern vorhanden sein. Unter normalen Voraussetzungen genügen bereits die durch die Höhenstrahlung oder durch Belichtung erzeugten Träger hierzu. Wird das Entladungsgefäß jedoch intensiv mit ultraviolettem Licht bestrahlt, werden radioaktive Substanzen in dasselbe eingebracht oder wird innerhalb desselben eine kleine Hilfsentladung gezündet, so wird die Anzahl der Träger künstlich vermehrt, und die Zündung der Glimmentladung zwischen den beiden Hauptelektroden erfolgt bereits bei einer bedeutend niedrigeren Spannung.

Das Funktionsprinzip von Relaisröhren beruht auf der Vermehrung der Ladungsträger durch eine Hilfsentladung. Die Starterelektrode, die die Funktion eines Steuergitters ausübt, ist räumlich zwischen den beiden Hauptelektroden Anode und Katode angeordnet. Die Übernahme der Entladung von der Starterstrecke auf die Hauptstrecke erfolgt dabei in etwa 10 bis 20 µs. Die Röhren sind so konstruiert, daß bereits bei Hilfsentladungsströmen von weniger als 50 µA eine Verminderung der Hauptzündspannung um 150 bis 200 V erfolgt.

Nimmt man als Beispiel die Relaisröhre 5823 mit aktivierter Katode, so ist zur Zündung der Hauptstrecke ohne Hilfsentladung eine Spannung von ungefähr 300 V erforderlich. Es genügt jedoch bereits ein Hilfsentladungsstrom von 50 µA, um die Zündung bei einer Spannung von 140 V zu erreichen.

Da die Zündspannungsverminderung der Hauptstrecke von der Anzahl der vorhandenen Ladungsträger abhängt, ist sie also eine Funktion des Starterstromes, d. h., bei höheren Anodenspannungen kann der Starterstrom bedeutend kleiner sein als bei niedrigeren Spannungen. Daraus ergibt sich die erste bei Relaisröhren zu beachtende Kennlinie, die Transfer- oder Übernahmecharakteristik, die für jeden Röhrentyp verschieden ist. Bild 2 zeigt diejenige der 5823 mit den zulässigen Streubereichgrenzen.

Zur weiteren Charakterisierung der Funktion von Relaisröhren dient das U_a — U_s-Kennlinienfeld, das mit der U_a — U_g-Kennlinie bei geheizten Thyratrons zu vergleichen ist. Wie man aus Bild 3 ersieht, ergeben sich vier Arbeitsquadranten, wenn auf der x-Achse die Starterspannung (positiv und negativ) und auf der y-Achse die Anodenspannung (positiv und negativ) aufgetragen wird. Grundsätzlich wäre es möglich, in allen vier Quadranten zu arbeiten. Da aber in dem III. und IV. Quadranten die Anode zur Katode wird, würde die Röhre zurückzünden und dabei zerstört werden. Dasselbe erfolgt im II. Quadranten mit der Starterelektrode. In diesem Bereich kann die Relaisröhre jedoch unter gewissen Voraussetzungen (R_s sehr groß) betrieben werden. Nach Möglichkeit ist aber nur der I. Quadrant als Arbeitsbereich zu benutzen.

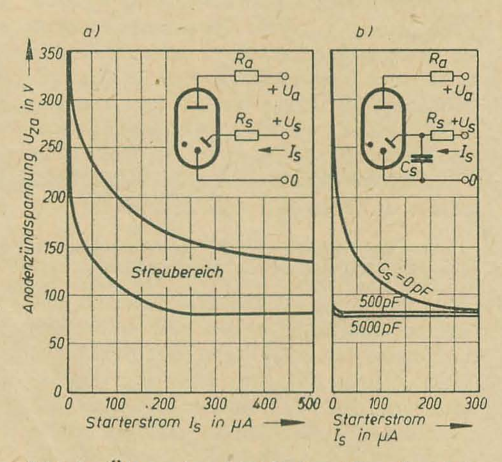


Bild 2: Übernahmekennlinien (Streubereich des zur Einleitung der Hauptentladung erforderlichen Starterstromes)
a) ohne C_s, b) in Abhängigkeit von C_s

Was sagt nun diese Kennlinie aus? Außerhalb der stark ausgezogenen Kurve zündet die Röhre auf jeden Fall; denn wird die Spannung zwischen Katode und Anode größer als 300 V, so zündet diese Entladungsstrecke direkt, während sie bei einer Vergrößerung der Starterspannung über 80 V durch die Hilfsentladung gezündet wird. Die Kurve bezeichnet Mittelwerte und berücksichtigt nicht die vorhandenen Streubereiche, die im Bild 4 dargestellt sind. Wie daraus zu ersehen ist, muß bei Verwendung dieser Röhre in Schaltungen die Anodenbetriebsspannung < 200 V und die Startervorspannung < 70 V sein.

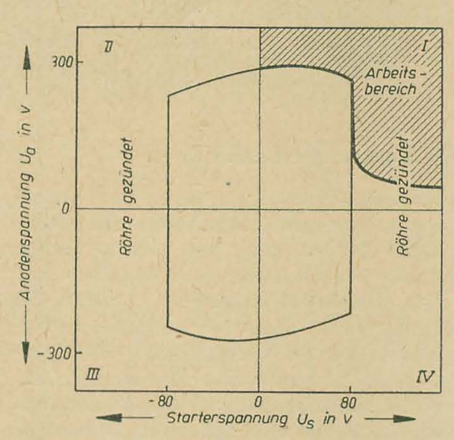


Bild 3: U_a-U_s-Kennlinienfeld einer Relaisröhre

Die Bogenspannung sowohl der Haupt- als auch der Hilfsentladung beträgt etwa 60 bis 65 V, woraus sich ein Verhältnis max. Betriebsspannung: Bogenspannung von 3 : 1 ergibt. Da für diese Röhre ein maximaler Anodenstrom von 25 mA zugelassen ist, beträgt die Steuerleistung im Anodenkreis demzufolge etwa 3,5 W.

Aus diesen Ausführungen geht hervor, daß sich die Anwendungsgebiete der Relaisröhren mit denen der Kleinthyratrons, wie S 1,3/0,5 i V (PL 21, 2 D 21), EC 960 i II und 5696 fast decken und sie oft an deren Stelle treten können.

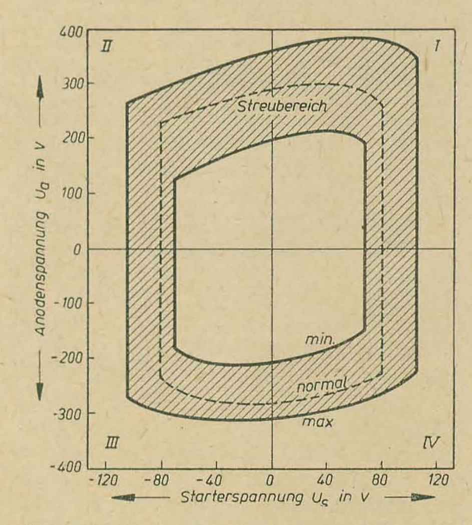


Bild 4: U_a-U_s-Kennlinienfeld der Röhre 5823 mit Streubereichgrenzen

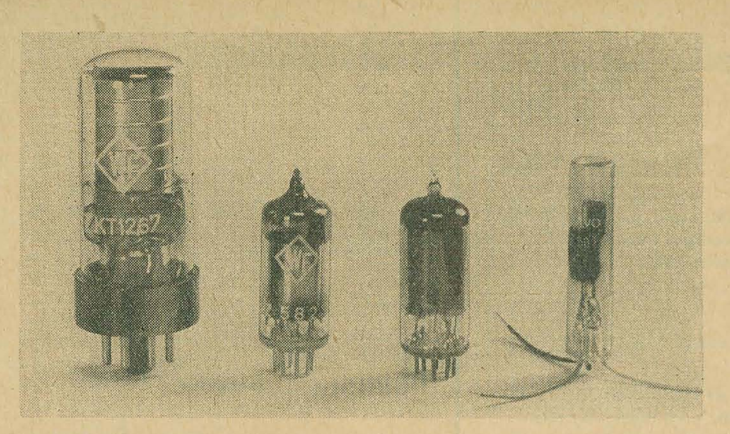


Bild 5: Relaisröhren mit aktivierter Katode. Von links nach rechts: KT 1267, Z 5823, ST 90 K, Z 50 T.

Tabelle 1: Kenndaten einiger Relaisröhren mit aktivierter Katode

Typ	1267	5823	ASG 5823 A	Z 50 T Z 501 T¹)
Anodenzündspannung ($U_s = 0$ V) U_{za}	255 V	290 V	400 V	160 V
Starterzündspannung ($U_a = 0$ V) U_{zs}	85 V	80 V	80 V	71 V
Anodenbogenspannung $U_{l\,a/k}$	70 V	62 V	70 V	61 V
Starterbogenspannung $U_{l\,s/k}$	60 V	60 V	60 V	60 V
Anodenstrom I_a	25 mA	25 mA	25 mA	6 mA
Anodenspitzenstrom $\hat{I}_{a\,max}$	100 mA	100 mA	100 mA	24 mA
Erforderlicher Starterstrom zur Zündung der Hauptstrecke I_s	50 μA	50 μA	100 μA	50 μA
(bei U_a von:)	(140 V)	(140 V)	(230 V)	(130 V)
Ausführungsform	Oktalröhre	7-Stift-Miniaturröhre	7-Stift-Miniaturröhre	Subminiaturröhre

¹) Die Röhre Z 501 T ist mit zwei Starterelektroden ausgestattet.

Die Vorteile der Relaisröhren

Durch den Fortfall der Heizstromversorgung ist es möglich, sehr kleine und leichte Geräte herzustellen, was sich besonders günstig für Batterie- und tragbare Anlagen auswirkt. Außerdem werden die Temperaturverhältnisse bedeutend vorteilhafter als bei Verwendung von Thyratrons, da ja kaum eine Erwärmung eintritt. Die Einsparung des Heizleistungsbedarfes macht sich besonders in Schutzschaltungen, Rechenmaschinen usw. bemerkbar, für die eine große Anzahl Röhren benötigt werden. Da Relaisröhren ferner in den Anodenstrompausen vollkommen außer Betrieb sind, wird die Katode nicht verbraucht, womit die Voraussetzung für eine sehr lange Lebensdauer gegeben ist. Diese wird nur für die tatsächliche Betriebszeit angegeben und beträgt bei Röhren mit aktivierter Katode etwa 6000 bis 8000 Stunden und bei Röhren mit Reinmetallkatode 20000 bis 30000 Stunden. Kaltkatodenröhren sind daher geheizten Röhren weit überlegen und haben unter normalen Betriebsbedingungen eine fast unbegrenzte Lebensdauer. Sie sind immer betriebsbereit, brauchen keine Anwärmzeit und sind fast temperaturunabhängig, wodurch sie sich für Sicherungsanlagen mit monatelanger Wartezeit besonders eignen. Außerdem ist eine oft gewünschte Funktionskontrolle durch die sichtbare Entladung gegeben. Alle diese Punkte führten dazu, daß die Relaisröhren innerhalb nur weniger Jahre zu unentbehrlichen Bauelementen für alle Gebiete der industriellen Elektronik und der Nachrichtentechnik wurden.

Relaisröhren mit aktivierter Katode

Obwohl, wie bereits erwähnt, eine sehr große Anzahl Relaisröhrentypen durch getrennte, gerätebedingte Entwicklungen auf dem Weltmarkt existiert, werden bis heute nur die beiden Typen OA 4 G und 5823 international gefertigt.

Die OA 4 G gehört zu den Röhren mit aktivierter Katode und war eine der ersten serienmäßig gefertigten Relaisröhren. Sie ist eine Oktalröhre, die auch unter den Bezeichnungen 1267, PL 1267, KT 1267, Z 300 T und ASG OA 4 bekannt ist. Es handelt sich hierbei um einen Vorläufer der 7-Stift-Miniaturröhre 5823 mit fast den gleichen Kenndaten (andere Bezeichnungen der letzteren: Z 5823, ST 90 K, Z 900 T, ASG 5823). Die Röhre ASG 5823 A hat eine höhere Sperrspannung als die anderen Ausführungen. Die Z 50 T, die Z 501 T sowie in der CSR und in der UdSSR in der Entwicklung befindliche Röhren werden in Subminiaturtechnik gefertigt. Obwohl die niedrige Bogenspannung von nur 60 bis 65 V große Vorteile bietet und für Spezialschaltungen oft erforderlich ist, sind keine weiteren Typen mit aktivierter Katode in Europa entwickelt worden, da die „begrenzte“ Lebensdauer und die notwendigen größeren Toleranzen als Nachteil gegenüber den Röhren mit Reinmetallkatode angesehen werden (s. Tabelle 1 und Bild 5).

Relaisröhren mit Reinmetallkatode

Unter den zahlreichen Relaisröhren mit Reinmetallkatode haben sich allerdings noch keine Standardtypen herausgebildet. Viele Röhren sind mit zwei Starterelektroden ausgestattet, um bei komplizierten Schaltungen zwei vollkommen getrennte Steuerkreise zu erhalten. Da die Zündspannungen der Starterelektroden nur sehr wenig streuen sollen, ist das Vorhandensein einer genügenden Anzahl von Ladungsträgern bei Röhren mit Reinmetallkatode noch viel wichtiger als bei denen mit aktivierter Katode, zumal die Elektronenaustrittsarbeit bei diesen Katoden bedeutend größer ist. Dazu reicht oft eine einfache Beleuchtung oder die Höhenstrahlung nicht aus, so daß eine künstliche Vermehrung der Ladungsträger erforderlich ist. Mit Ausnahme weniger Röhren, wo dies durch das Einbringen einer radioaktiven Substanz, in den meisten Fällen Tritium (weicher β-Strahler, Halbwertzeit $\approx$ 12 Jahre), erreicht wird, ist von der Möglichkeit einer zusätzlichen Hilfsentladung Gebrauch gemacht worden.

Über diese Vorionisationselektrode h (Bild 6) wird ständig eine Hilfsentladung von 10 bis 20 μA aufrechterhalten. Sie liegt außerhalb der Entladungsstrecken, und zwar meist hinter der Katode von der Anode aus betrachtet, damit durch sie eine Zündung oder Zündspannungsherabsetzung der Hauptstrecke nicht erfolgen kann.

Drei Elektroden (Anode, Starter, Katode) haben die Röhren: GR 16, GR 17, GR 19, ER 1, ER 21 A, XC 2, XC 11, Z 802 U, Z 804 U, G 1/235.

Mit einer zusätzlichen Vorionisationselektrode (h) ausgerüstet sind die Typen: ER 2, GR 15, GR 18, Z 70 U, Z 800 U, Z 801 U, Z 803 U, ST 91 K, ST 92 K, LZ 10/1031, GTE 175 M, Z 862.

Zwei Starterelektroden hat die Röhre 10 TE 9, während die Typen GR 20, GR 21, ER 3, Z 860 und Z 861 mit zwei Starterelektroden und einer Vorionisationselektrode h aufgebaut sind.

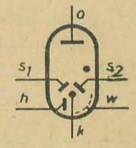


Bild 6: Symbol einer Relaisröhre mit Reinmetallkatode
a — Anode, $s_{1,2}$ — Starterelektroden 1 und 2, k — Katode, h — Hilfs- oder Vorionisationselektrode, w — Wandkontakt, Abschirmung

Die Zündspannung der Hauptstrecke dieser Röhren, die meist mit Neon gefüllt sind, beträgt bei Typen für Gleichstrombetrieb ungefähr 300 V, während sie bei Wechselstromtypen 450 V und höher ist. Die Zündspannung der Starterstrecken ist jedoch für fast alle Röhren 140 V bis 150 V. Die Bogenspannungen liegen zwischen 105 und 115 V. Dem Nachteil der höheren Zünd- und Bogenspannungen steht die fast unbegrenzte Lebensdauer gegenüber, die einen jahrelangen sicheren Betrieb ohne Wartung gestattet. Aus diesem Grunde werden verschiedene dieser Röhren in Subminiaturausführung mit flexiblen Anschlußdrähten zum Einlöten in die Schaltungen hergestellt.

Röhren mit Molybdänkatode gestatten in Spezialschaltungen außerdem kurzzeitige Spitzenströme von 1 bis 2 A, ohne daß die Gefahr einer zu starken Lebensdauerver-

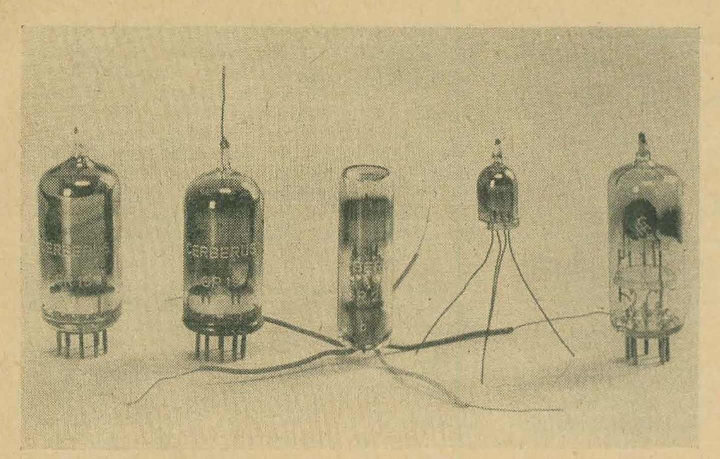


Bild 7: Relaisröhren mit Reinmetallkatode, Von links nach rechts: GR 15, GR 19, GR 21, Z 70 U, ST 91 K.

minderung besteht. Eine Spezialröhre soll hier nicht unerwähnt bleiben, die GR 19, die durch ihre Konstruktion (Starteranschluß oben durch die Pumpstengelspitze herausgeführt) als Elektrometerröhre verwendbar ist. Der Isolationswiderstand zwischen Katode und Starter ist dabei $> 10^{14}\,\Omega$, so daß die übliche Kippschaltung des Starterkreises bereits eine Steuerung mit Eingangsströmen von nur 10^{-12} A ermöglicht. Die GR 19 ist besonders zum Einsatz in Strahlungswarngeräten in Verbindung mit einer Ionisationskammer geeignet. (Tabelle 2 und Bild 7).

Literatur: siehe S. 539

Tabelle 2: Kenndaten einiger Relaisröhren mit Reinmetallkatode

Typ	GR 15	GR 17	GR 21	ST 91 K	Z 70 U	Z 804 U
Anodenzündspannung ($U_s = 0$ V) U_{za} etwa:	300 V	500 V	300 V	300 V	330 V	500 V
Starterzündspannung ($U_a = 0$ V) U_{zs}	130 V	130 V	145 V	145 V	145 V	125 V
Anodenbogenspannung $U_{l\,a/k}$	107 V	113 V	110 V	110 V	115 V	115 V
Starterbogenspannung $U_{l\,s/k}$	105 V	110 V	105 V	105 V	110 V	110 V
Anodenstrom I_a	40 mA	40 mA	8 mA	25 mA	3 mA	40 mA
Erforderlicher Starterstrom zur Zündung der Hauptstrecke I_s	10 µA	100 µA	50 µA	100 µA	20 µA	50 µA
(bei U_a von:)	(220 V)	(350 V)	(220 V)	(180 V)	(250 V)	(160 V)
Starterstrecken/Vorionisationselektrode	1/1	1/—	2/1	1/1	1/1	1/ mit radioaktv. Substanz
Ausführungsform	9-Stift-Miniaturröhre	9-Stift-Miniaturröhre	Subminiaturröhre	7-Stift-Miniaturröhre	Subminiaturröhre	9-Stift-Miniaturröhre

Dipl.-Phys. R. GESSNER

Schaltungen mit Relais- und Zählröhren

In diesem Beitrag sollen einige Grundschaltungen mit Relaisröhren betrachtet werden. Prinzipiell gilt für jede Schaltung, daß die über einen Vorwiderstand R_a oder ein Relais (s. Bild 1) an der Anode liegende Betriebsspannung kleiner sein muß als die Zündspannung der Hauptstrecke, damit die Röhre ohne Startereinwirkung gesperrt bleibt. Eine eingeleitete Entladung kann ebenso wie bei allen anderen gasgefüllten Röhren durch die Starterelektrode nicht beeinflußt werden, so daß zum Löschen die Anodenspannung kurzzeitig unterbrochen werden muß. Das Löschen kann auch durch einen negativen Impuls an der Anode, der die Anodenspannung unter die Brennspannung herabsetzt, oder durch Anlegen einer Wechselspannung erreicht werden. Im letzteren Fall muß die Röhre jedoch in jeder positiven Halbwelle neu gezündet werden.

Bild 1: Prinzipschaltung für Relaisröhren

Die zulässigen Betriebsspannungen sind bei Röhren mit aktivierter Katode 180 bis 200 V–, bei Röhren mit Reinmetallkatode für Gleichspannungsbetrieb 250 bis 280 V– und bei Röhren für Wechselspannungsbetrieb 180 bis 250 V_{eff}. Zu beachten ist, daß der Vorwiderstand R_a den Strom auf den für den eingesetzten Typ zugelassenen Höchstwert begrenzen muß, da ja gasgefüllte Röhren bekanntlich nur einen sehr kleinen Innenwiderstand besitzen und demzufolge der Anodenstrom allein durch die äußeren Schaltelemente bestimmt ist. Der Vorwiderstand ist

$$R_a = \frac{U_b - U_{l\,a/k}}{I_a}.$$

U_b = Betriebsspannung,
$U_{l\,a/k}$ = Bogenspannung Anode—Katode,
I_a = max. Anodenstrom.

An der Starterstrecke liegt ebenfalls eine Vorspannung, die unterhalb der Zündspannung bleiben muß. Wird diese durch einen positiven Impuls kurzzeitig erhöht, so daß die Starterstrecke zünden kann, übernimmt die Hauptstrecke die Entladung, sobald der Starterstrom groß genug ist. Über den erforderlichen Strom geben die Übernahmekennlinien Auskunft. Der Widerstandswert von R_s muß sehr sorgfältig festgelegt werden, da bei zu großen Werten von R_s oder zu kleinen Impulsen der benötigte Strom nicht aufgebracht werden kann und die Schaltung versagen würde. Außerdem muß die während der Lebensdauer auftretende Veränderung beachtet werden.

Für die Relaisröhre 5823 beträgt der erforderliche Starterstrom z. B. bei $U_a = 140$ V im Mittelwert 50 µA, er kann aber während der Lebensdauer bis 400 µA ansteigen. Auch zu kurze Impulse können die Röhre gegebenenfalls nicht auslösen, da die Ionisierungzeit etwa 20 µs beträgt. Für empfindliche Schaltungen mit sehr geringen Steuerströmen muß ein Kompromiß geschlossen werden: entweder wählt man kurze Ansprechzeiten und höhere Ströme oder etwas verzögerte Zeiten und sehr kleine Ströme. Ein zu den Elektroden Starter—Katode direkt parallel liegender Kondensator C_s (max. 5 nF) unterstützt dabei die Zündung. Dieser Kondensator, der bereits auf das Potential der Vorspannung aufgeladen ist, wird beim Eintreffen des Impulses langsam weiter aufgeladen, bis er die erforderliche Zündspannung erreicht hat, und entlädt sich dann plötzlich über die Starterstrecke bis auf deren Brennspannung, wobei kurzzeitige Ströme bis zu einigen Milliampere auftreten, die eine sichere Einleitung der Hauptentladung gewährleisten.

Bei fast allen Röhren sind solche Ströme bis zu max. 100 mA zugelassen. Die Vorspannung der Starterstrecke wählt man zweckmäßig für Röhren mit aktivierter Katode mit 60 V, während bei Röhren mit Reinmetallkatode 100 V angebracht sind. Für beide Arten genügen zur sicheren Zündung kurzzeitige Impulse von 40 bis 50 V Amplitude. Die im Bild 1 dargestellte Hilfsentladungs- oder Vorionisationsstrecke h in Röhren mit Reinmetallkatode wird gewöhnlich über einen Vorwiderstand von 10 MΩ direkt an die Betriebsspannung angeschlossen.

Zur Erzeugung der Startervorspannung gibt es eine sehr elegante Methode, indem die Bogenspannung der Hilfsentladung als stabilisierte Vorspannung verwendet wird. Der Kondensator C_s wird dabei über R_s auf die Bogenspannung der Hilfsentladung, die unterhalb der Zündspannung der Starterstrecke liegt, aufgeladen, so daß ein Impuls über C_1 die Röhre zündet (Bild 2).

Bei Röhren mit Reinmetallkatode, die oft durch Katodenzerstäubung verspiegelt sind, ist vielfach noch ein zusätzlicher Wandkontakt ange-

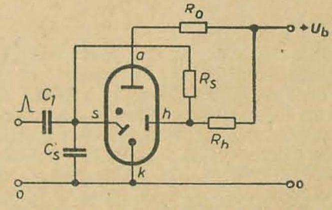


Bild 2: Schaltung zur Erzeugung der Startervorspannung mit Hilfe der Vorionisationsentladung

bracht, der über einen Widerstand R_w von 1 bis 2 MΩ mit der Katode zu verbinden ist. Durch diese Maßnahme können Beeinflussungen durch Streufelder vermieden werden.

Grundschaltungen der industriellen Elektronik mit Relaisröhren

Lichtschranke

Sehr oft werden Fotozellen zur Steuerung von Relaisröhren benutzt. Je nach Aufbau der Schaltung wird dabei die Relaisröhre beim Auftreffen eines Lichtstrahles auf die Fotozelle oder bei der Unterbrechung einer Dauerbelichtung gezündet. Nach der erstgenannten Methode arbeitet die Schaltung Bild 3, wobei an dem Spannungsteilerwiderstand R_3 bei geeigneter

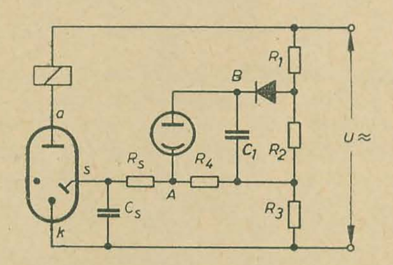


Bild 3: Schaltung für die Zündung einer Relaisröhre durch Belichten einer Fotozelle

Dimensionierung von R_1, R_2 und R_3 eine Spannung von 50 ... 60 V bzw. 90 ... 100 V liegt, die zur Zündung der Starterstrecke noch nicht ausreicht. Wird die Fotozelle belichtet, so erhöht sich die Spannung am Punkt A um den an R_4 durch den Fotostrom erzeugten Spannungsabfall. Dadurch wird C_s langsam bis zur Zündspannung der Starterstrecke aufgeladen, entlädt sich nach deren Zündung über dieselbe und leitet die Hauptentladung ein. Wenn C_s nicht größer als 5 nF ist, kann ein Schutzwiderstand zwischen C_s und dem Starter entfallen.

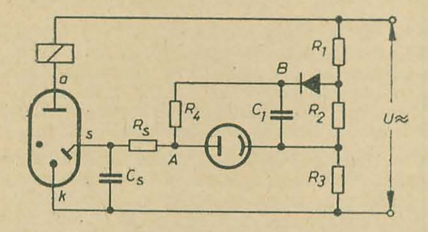


Bild 4: Schaltung für die Zündung einer Relaisröhre durch Belichtungsunterbrechung einer Fotozelle

Umgekehrt wird die Relaisröhre beim Unterbrechen einer Dauerbelichtung nach der im Bild 4 gezeigten Schaltung gezündet. Hierbei sind gegenüber der Schaltung Bild 3 praktisch nur R_4 und die Fotozelle vertauscht worden; solange die Fotozelle belichtet wird, fällt durch den Fotostrom an R_4 die Spannung so weit ab, daß die Spannung am Punkt A stets kleiner ist als die Starterzündspannung. Wird dagegen die Belichtung der Fotozelle unterbrochen, steigt die Spannung an A sofort auf die am Punkt B liegende an, die Starterstrecke und damit die Röhre zündet. Derartige Anlagen werden für Sortiereinrichtungen, als Lichtsperren und als Dämmerungsschalter verwandt.

Zeitschalter

Ein weiteres Anwendungsgebiet von Relaisröhren sind Zeitschalter. Hierzu ist die Schaltung Bild 3 nur geringfügig zu ändern. An die Stelle von R_4 tritt der Zeitkreis, bestehend aus R_7, R_8 und C_2, und ein mechanischer Schalter an Stelle der Fotozelle (Bild 5). Beim Schließen des Schalters lädt sich C_2 in Abhängigkeit von R_8 und dem veränderlichen Widerstand R_7 auf die Spannung von C_1 (Punkt B) auf, wobei die Spannung am Punkt A steigt, bis die Zündspannung der Starterstrecke erreicht ist. Da diese sich im Verlaufe der Lebensdauer nur sehr

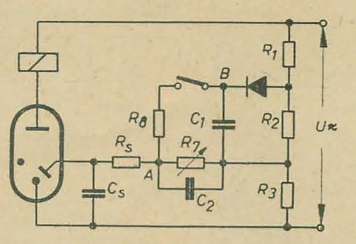


Bild 5: Schaltbild für die Zündung einer Relaisröhre mit Hilfe eines Zeitkreises (Zeitschalter)

langsam und geringfügig ändert, können auf diese Weise sehr einfache und genaue Zeitschalter, die im Bereich von einigen Millisekunden bis zu mehreren Minuten einstellbar sind, aufgebaut werden.

Zähldekaden

Sehr einfach lassen sich mit Relaisröhren auch Zählketten zusammenstellen (Bild 6). Es soll z. B. die zweite Röhre leitend sein, wodurch an R_{k2} ein Spannungsabfall entsteht und die Katode der Röhre positiv gegenüber Null vorgespannt ist. Diese Vorspannung liegt über R_{s3} als Startervorspannung an $Rö_3$ (60 ... 70 V bzw. 90 ... 100 V). Wird nun ein positiver Impuls über die Kondensatoren C_1 ... C_n (etwa 100 pF) an alle Starter gegeben, so zündet nur die bereits positiv vorgespannte Starterstrecke von $Rö_3$. Für die anderen Röhren reicht die Impulshöhe zur Zündung nicht aus. Da der Kondensator C_{k3} entladen ist, wirkt er im ersten Moment als Kurzschluß, wodurch zwischen Null (Katode) und der Anode von $Rö_3$ die Bogenspannung der Hauptstrecke liegt und der Strom allein durch

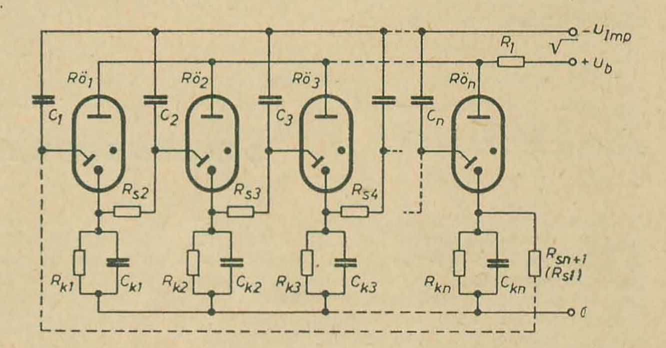


Bild 6: Zählkette mit Relaisröhren

den Widerstand R_1 begrenzt wird. Bei $Rö_2$ ist dagegen C_{k2} noch aufgeladen, so daß beim Zünden von $Rö_3$ die zwischen Katode und Anode von $Rö_2$ liegende Spannung unter die Brennspannung sinkt, wodurch diese Röhre gelöscht wird. Jeder weitere Impuls schaltet jeweils die Entladung zur nächsten Röhre weiter. Man kann auf diese Weise beliebig viele Röhren hintereinander oder im Kreis schalten (Zähldekade). Bei der Kreisschaltung muß die Katode der n-ten Röhre durch R_{sn+1} (R_{s1}) mit dem Starter der ersten Röhre verbunden werden. Bei nur zwei Röhren entsteht auf diese Art ein bistabiler Multivibrator.

Strahlungswarnschaltung

Als letzte soll eine Strahlungswarnschaltung mit der Elektrometerröhre GR 19 beschrieben werden (Bild 7). Infolge des sehr großen Isolations-

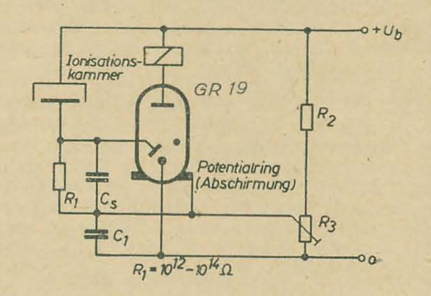


Bild 7: Prinzipschaltung eines Strahlungswarngerätes mit der Relaisröhre GR 19

widerstandes dieser Röhre (> 10^{14} Ω) ist es möglich, den Parallelkondensator C_s mit Strömen von 10^{-12} A aufzuladen, ohne daß dieser, wie dies bei gewöhnlichen Röhren der Fall sein würde, über die Isolationsstrecke wieder entladen wird. Mit einer Ionisationskammer von 1000 cm³ Inhalt lassen sich damit bereits Strahlungen von 15 mR/h anzeigen. Um diese Empfindlichkeit zu erreichen, muß der Glaskolben der Röhre jedoch des öfteren sorgfältig mit Alkohol gereinigt oder silikonisiert werden.

Mit den gebrachten Anwendungsbeispielen sind jedoch nur einige wenige Möglichkeiten für den Einsatz von Relaisröhren erwähnt worden, und es ist Sache der Geräteentwickler, diese fast unbegrenzt lebensfähigen Bauelemente zweckentsprechend einzusetzen.

Untersuchungen über die Lebensdauereigenschaften der Relaisröhre KT 1267, dem Vorläufertyp der Z 5823, zeigten sehr befriedigende Ergebnisse. Nach über 12000 Stunden ununterbrochener Betriebszeit, wobei sie mehr als 30 Millionen Schaltungen ausführten, waren die Röhren noch voll funktionsfähig und entsprachen den geforderten Kenndaten. Gleiche Erfahrungen wurden mit der Z 5823 gemacht, mit deren Serienfertigung in Kürze im VEB Werk für Fernmeldewesen WF begonnen wird.

Zählröhren

Allgemeines

Neben den Relaisröhren gibt es heute bereits eine große Anzahl Zählröhren mit kalter Katode, von denen die bekanntesten die DZ 10, GC 10 B, GC 10/4 B, GC 12/4 B, GC 10/2 P, GC 10 D, GS 10 D, GS 12 D, G 10/271 G, G 10/241 E, 6909, 6910, 6167, 1047 und die reinen Anzeigeröhren GR 10 A, AB 105 und die 6844 sind. Diese Röhren haben alle Reinmetallkatoden (Molybdän oder Nickel) und sind meist mit einem Oktal-, Duodekal- oder Diheptalsockel versehen, je nachdem, ob es sich um reine Zählröhren handelt, bei denen nur die 10. Katode zum Weiterschalten der nächsten Dekade herausgeführt ist, oder um Zählschaltröhren, bei denen alle Katoden einzeln herausgeführt sind, so daß an dem jeweiligen Katodenwiderstand Impulse für andere Schaltaufgaben abgenommen werden können.

Es handelt sich bei allen Röhren um solche mit zehn Schaltstellungen, also einer Dekade, mit Ausnahme der GC 12/4 B und GS 12 D, die zwölf Schaltstellungen aufweisen. Röhren mit Heliumfüllung und kleinen Anodenströmen (0,5 bis 1 mA) erreichen Zählgeschwindigkeiten bis 25 kHz. Einige, wie die 6909 und 6910 von Sylvania mit Wasserstoffüllung, sollen sogar 100 kHz exakt zählen, während der größte Teil dieser Röhren mit Neon gefüllt ist und dadurch nur maximale Zählgeschwindigkeiten von 3 bis 4 kHz gestattet, wobei es sich allerdings meist um Zählschaltröhren handelt, die Anodenströme bis 8 mA zulassen. Diese Röhren haben heute bereits ein großes Anwendungsgebiet gefunden und sind in Rechenmaschinen, bei Sortier- und Abfüllanlagen sowie in der elektronischen Fernwahl unentbehrlich geworden.

Aufbau und Arbeitsweise

Wie arbeitet nun eine solche Zählröhre? Zuerst muß einiges über ihren Aufbau gesagt werden. Um eine gemeinsame Anode stehen zehn stabförmige Katoden, zwischen denen je eine Hilfs-

elektrode angeordnet ist. Damit die Entladung immer in der geforderten bevorzugten Richtung weiterschreitet, sind die Katoden und Hilfselektroden unsymmetrisch ausgebildet. Mit diesen Röhren kann daher nur vorwärts gezählt werden. Bei den englischen Dekatronröhren befinden sich im Gegensatz dazu zwischen den Katoden jeweils zwei Hilfselektroden, denen der Impuls getrennt und der zweiten außerdem verzögert zugeführt wird, so daß je nachdem, ob die erste oder zweite Hilfselektrodengruppe den unverzögerten Impuls als erste erhält, die Röhre vorwärts oder rückwärts zählt. Es ist selbstverständlich, daß bei diesen Röhren die Katoden und Hilfselektroden symmetrisch ausgebildet sind.

Wird zwischen Null und Anode einer Zählröhre eine zur Zündung ausreichende Spannung gelegt, so wird eine der Strecken Katode—Anode zünden. Durch den einsetzenden Anodenstrom wird nun sowohl an R_a als auch an R_k ein Spannungsabfall eintreten, wodurch die Spannung an der Anode auf die Brennspannung plus dem Spannungsabfall am Katodenwiderstand zusammenbricht (s. Bild 8). Die nunmehr zwischen Null und Anode liegende Spannung reicht dann zur Zündung einer weiteren Strecke nicht mehr aus. Damit keine der in der Röhre miteinander verbundenen Hilfselektroden zünden kann, erhalten diese eine positive Vorspannung von 20 bis 30 V. Nimmt man an, daß die Strecke k_3—a zuerst gezündet hat, so wird beim Eintreffen eines negativen Impulses von 40 bis 50 V an der Hilfselektrodengruppe, wodurch die positive Vorspannung aufgehoben wird, eine der vorionisierten Strecken h_2—a oder h_3—a zünden. Wie bereits erwähnt, sind die Katoden und Hilfselektroden unsymmetrisch ausgebildet, um eine bevorzugte Entladungsweitergabe zu erreichen, und es wird demnach die Entladung auf h_3—a übergehen. Da die Brennspannung konstant ist, folgt die Anodenspannung dem negativen Impuls und sinkt für die Strecke k_3—a unter deren Löschspannung.

Mit dem Ende des Impulses drehen sich die Verhältnisse wieder um, denn nunmehr wird die positive Vorspannung der Hilfselektrodengruppe wieder wirksam, und demzufolge steigt die Anodenspannung auf den Wert Brennspannung plus Vorspannung an, so daß die vorionisierte Strecke k_4—a ansprechen kann. Da der Kondensator C_{k4} entladen ist, schließt er im ersten Moment den Katodenwiderstand R_{k4} kurz, wodurch die Anodenspannung auf die Brennspannung von k_4—a sinkt und die Strecke h_3—a verlöscht. Ein Rückspringen der Entladung auf k_3—a ist infolge der Unsymmetrie der Elektroden und des noch aufgeladenen Kondensators C_{k3} nicht möglich. Auf diese Art wird bei jedem weiteren negativen Impuls die Entladung um eine Zählstrecke weitergegeben.

Die Kombinationen R_k/C_k sind nur bei höheren Zählfrequenzen über 1000 Hz oder bei einer gewünschten elektrischen Ablesung erforderlich. Die an R_k abfallende Spannung beträgt etwa 10 bis 15 V. Zur Nullstellung oder Vorwahl einer bestimmten Zahl erhält die jeweilige Katode einen starken negativen Impuls von 80 bis 100 V, der die Entladung von jeder anderen vorher gezündeten Strecke zu dieser hinzieht. Eine solche Zählröhre ersetzt eine Zählkette mit zehn Relaisröhren.

Sind höhere Frequenzen als 20 bis 25 kHz zu zählen, so können den Zählröhren ein oder mehrere bistabile Multivibrator- oder Flip-Flop-Stufen mit Vakuumröhren vorgeschaltet werden. Um die Stellungen dieser Stufen sichtbar zu machen, sind die sogenannten Anzeige- oder Registerröhren entwickelt worden, die äußerlich den Zählröhren gleichen, aber keine Hilfselektrodengruppen besitzen. Die Katoden dieser Röhren werden mit den Anoden der Vakuumröhren verbunden, und je nach deren Arbeitstakt (gesperrt oder stromführend) wird eine Entladung gezündet oder gelöscht.

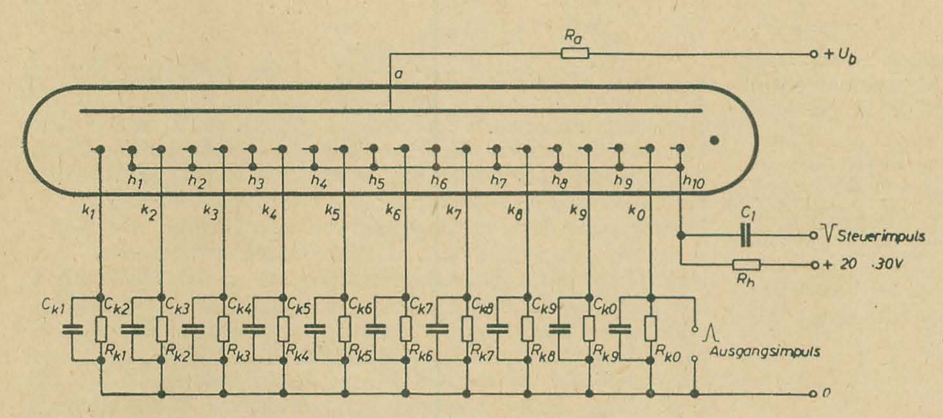


Bild 8: Schaltung einer Zählkette mit Dekadenzählröhre

Literatur

[1] K. L. Rau, H. Gawehn: Fortschritte auf dem Gebiet gasgefüllter Schaltröhren; Elektronik Nr. 2 (1956) S. 29 bis 34, Nr. 3 (1956) S. 60 bis 64.

[2] W. O. Henkel: Das Kaltkatodenthyratron als Schaltelement, Elektronik Nr. 11 (1955) S. 263 bis 266.

[3] Neue Glimmrelais, Elektronik (1956).

[4] H. Schnitger: Gasentladungsröhren für die Fernsprech- und Funktechnik, Der Fernmeldeingenieur Nr. 1 (1955) S. 1 bis 32.

[5] H. Richter, H. Geffcken: Ein neues Relais für extrem schwache Ströme, Zeitschr. f. techn. Physik Nr. 12 (1926) S. 601 bis 606.

[6] Valvo-Spezialröhren-Briefe Nr. 2, Mai 1956.

[7] AEG-Elektronik, Druckschrift Rf 57107, Mai 1956.

[8] F. K. Aschmoneit: Die Dekatron-Röhren — Gasgefüllte Zählröhren mit symmetrischen Katoden, Elektronik Nr. 11 (1956) S. 301 bis 306, Nr. 12 (1956) S. 329 bis 332.

[9] Daten und Unterlagen der aufgeführten Röhren von den Firmen: AEG, Siemens, Philips-Valvo, Cerberus, Elesta, General-Electric, Standard, Sylvania, Western Electric, Raytheon, Hydron und VEB Werk für Fernmeldewesen WF.

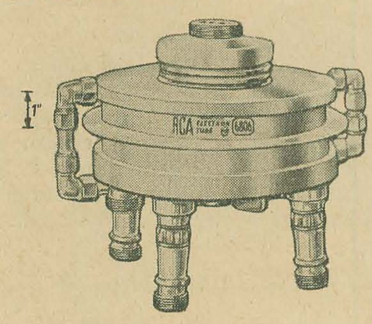
[10] Notizen des Verfassers bei der Diskussionstagung der Nachrichtentechnischen Gesellschaft: Gasentladungsröhren in der Nachrichtentechnik, Aachen, 19. und 20. Februar 1957.

Interessante Spezialröhren aus den USA

Die 6806 der RCA

ist eine wassergekühlte Leistungsverstärkerröhre für Frequenzen bis zu 1000 MHz. Im Fernsehsender liefert sie bei 550 MHz eine Leistung von 28 kW, bei 750 MHz 17 kW. Der Elektrodenaufbau ist konzentrisch, wobei die zentral angeordnete Anode von einer Reihe symmetrisch angeordneter elektronenoptischer Systeme umgeben ist. Der Schirmgitterkondensator ist eingebaut, ebenso die Rohrleitung für die Wasserkühlung. Weitere Eigenschaften: niedrige Selbstinduktion, großflächige induktionsarme HF-Elektrodenanschlüsse, relativ niedrige Ausgangskapazität, sehr geringe Rückkopplungskapazität.

Die wassergekühlte Dezimeter-Hochleistungsröhre 6806 der RCA



Die Sylvania-Stapelröhre

(Stacked Tube) hat einen vollkeramischen Kolben, der auf einem 9-Stift-Miniatursockel aufgebaut ist. Die geringe Kolbenhöhe von knapp $1/2$ Zoll ist durch den Innenaufbau bedingt, bei dem die verschiedenen Elemente waagerecht angeordnet sind und übereinander gestapelt liegen. Zur Trennung der einzelnen Elemente dienen kleine keramische Abstandsscheiben. Der sehr stoß- und bruchsichere Keramikkolben ist gegenüber starken Temperaturschwankungen äußerst unempfindlich. Durch den besonderen Röhrenaufbau wurde eine hohe Schwing- und Stoßfestigkeit erreicht. Außerdem eignet sich der Aufbau für vollautomatische Herstellungsverfahren. Die Röhre wurde für Militärzwecke entwickelt.

Eine Kadmium-Sulfid-Widerstandszelle

ist die 6694-A von RCA. Die Empfindlichkeit ist der einfallenden Lichtintensität annähernd proportional. Mit den geringen Abmessungen — 7,62 × 9,5 × 5,6 mm — und der hohen Empfindlichkeit ist diese Zelle speziell für einfache lichtgesteuerte Relaisschaltungen und für Lichtmesser geeignet, die für die Messung der Helligkeit kleiner Lichtpunkte bestimmt sind. Größe der lichtempfindlichen Fläche: 0,56 × 0,46 mm.

Keramische Mikrominiaturröhre der General Electric

Die 6 BY 4, eine geräuscharme Hochleistungstriode, speziell geeignet für HF-Verstärker von UKW-Dezimeter-Fernsehempfängern, ist die erste Röhre einer Keramik-Mikrominiaturröhrenserie dieser Firma. Der Röhrenkolben besteht aus kleinen Keramik- und Metallringen. Am unteren Röhrenende sind zwei Knopfkontakte für den Anschluß der Heizspannung angeordnet. Dann folgt auf einen Keramikring ein mit der Katode verbundener Metallring. Darüber ist ein zweiter Keramikring angeordnet, dem der Gitterkontaktring folgt. Auf dem abschließenden Keramikring ist der Anodenkontakt angebracht. Für die 6 BY4 ist eine Spezialfassung erforderlich. Der Keramikaufbau ist stoß- und schwingunempfindlich und verträgt große Temperaturschwankungen.

A. TOLK

Das Arbeiten mit dem Ersatzschaltbild des Übertragers

In einer vorangegangenen Arbeit[1]) wurde gezeigt, wie das Ersatzschaltbild des Übertragers aufzustellen ist. Bild 1 zeigt dieses vollständige Transformator-Ersatzschaltbild. Wir wollen nun den Frequenzgang des Übertragers aus diesem Ersatzschaltbild ableiten. Dabei sind der primär angeschaltete Generatorwiderstand und der sekundäre Abschlußwiderstand von größter Bedeutung.

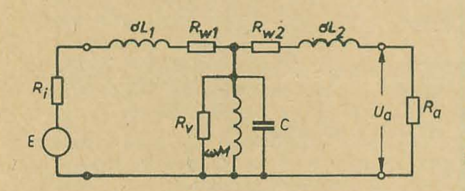


Bild 1: Vollständiges Ersatzschaltbild des Übertragers

Wir untersuchen das frequenzabhängige Verhalten zweckmäßig in den einzelnen Frequenzgebieten getrennt und beginnen damit bei tiefen Frequenzen. Um zu größerer Übersicht zu gelangen stellen wir folgendes fest:

Die Streuinduktivitäten σL_1 und σL_2 liegen in Reihe mit dem Generator- bzw. dem Abschlußwiderstand und den Wicklungswiderständen. Da ihr Blindwiderstand $\omega\sigma L$ bei tiefen Frequenzen sehr gering ist, können wir ihn bei tiefen Frequenzen vernachlässigen. Ähnliches gilt für die Kapazität C, die einen sehr großen Blindwiderstand darstellt und dem bei tiefen Frequenzen sehr kleinen Blindwiderstand ωM parallel liegt. Mit

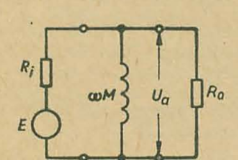


Bild 2: Vereinfachtes Ersatzschaltbild für tiefe Frequenzen

diesen Vernachlässigungen erhalten wir das im Bild 2 gezeigte Ersatzschaltbild für tiefe Frequenzen. Wir können nun eine Gleichung für das Verhältnis Ausgangsspannung zu EMK aus diesem Bild heraus aufstellen. (Die Spannungen verhalten sich wie die Widerstände.) Der Einfachheit halber wollen wir noch festlegen, daß die Wicklungswiderstände sehr klein gegenüber den äußeren Widerständen sind und daher in der Reihenschaltung gegenüber den äußeren Widerständen vernachlässigt werden können ($R_i + R_{w1} \approx R_i$ und $R_a + R_{w2} \approx R_a$). Wir erhalten also dann nach der Spannungsteilerformel

$$\frac{U_a}{E} = \frac{R_a \,||\, j\omega M}{R_i + R_a \,||\, j\omega M} = \frac{R_a \cdot j\omega M}{(R_a + j\omega M)\left(\frac{R_a \cdot j\omega M}{R_a + j\omega M} + R_i\right)}$$

$$= \frac{1}{1 + R_i \frac{R_a + j\omega M}{R_a \cdot j\omega M}}$$

Nach Ordnen der reellen und imaginären Anteile bekommt man

$$\frac{U_a}{E} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a} - j\frac{R_i}{\omega M}}$$

Bei sehr hohen Frequenzen wird der imaginäre Anteil verschwinden und bei sehr niedrigen wird er dominierend sein. Bei höheren Frequenzen ist das Verhältnis Ausgangsspannung zu EMK demnach

$$\frac{U_a}{E} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a}} = \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

Es wird auf den $1/\sqrt{2}$-fachen Wert abnehmen, wenn der reelle gleich dem imaginären Anteil wird. Da die Grenzfrequenz einer jeden Schaltung gebräuchlicherweise als die Frequenz definiert ist, bei der die Bestimmungsgröße (hier U_a) auf den $1/\sqrt{2}$-fachen Teil ihres Wertes bei mittleren Frequenzen abgefallen ist, erhalten wir daraus die Bestimmungsgleichung

$$1 + \frac{R_i}{R_a} = \frac{R_i}{\omega M} \quad \text{für} \quad U_a = \frac{E}{\left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right) \cdot \sqrt{2}}.$$

Statt $1 + \frac{R_i}{R_a}$ setzt man $\frac{R_a + R_i}{R_a}$ und man erhält

$$\omega M = \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$$

Die Grenzfrequenz ist also erreicht, wenn der Betrag von ωM gleich dem Betrag der Parallelschaltung von R_a und R_i ist. Um so niederohmiger ein Übertrager bei gegebenem R_i und M abgeschlossen ist, um so niedriger liegt auch seine untere Grenzfrequenz, wobei es gleichgültig ist ob der niederohmige Abschluß auf der Primär- oder Sekundärseite oder auf beiden erfolgt.

Verfolgen wir den Frequenzgang weiter zu höheren Frequenzen, so stellen wir fest, daß mitten im Übertragungsbereich (normalerweise) die Eigenresonanz auftritt. Es ist dies die Resonanz der Eigenkapazität mit der Gegeninduktivität. Wie aus dem vollständigen Ersatzschaltbild hervorgeht ist dies eine Parallelresonanz, d. h. der Scheinwiderstand des Schwingungskreises wird reell und zwar gleich seinem Verlustwiderstand R_v, weil sich bekanntlich kapazitiver und induktiver Blindwiderstand aufheben. Es liegt also hier dem Generator und dem Abschlußwiderstand nur der sehr große Widerstand R_v parallel und die Eigenresonanz kann sich auf den Frequenzgang nicht auswirken, es sei denn, die Parallelschaltung von R_i und R_a ist annähernd gleich oder noch hochohmiger als R_v.

Wir können hieraus gleich eine mitunter wertvolle Erkenntnis ableiten. Wie auch bei einem normalen Parallelschwingkreis ist der Scheinwiderstand eines Transformators unterhalb der Resonanzfrequenz induktiv, bei der Eigenresonanz reell und oberhalb davon kapazitiv. Wenn auch normalerweise die Eigenresonanz mitten im Übertragungsbereich liegt und durch die äußeren Widerstände so stark bedämpft ist, daß sie im Frequenzgang nicht in Erscheinung tritt, so ist ihre Kenntnis doch insofern wichtig, als oberhalb der Eigenresonanz an den Klemmen des Übertragers eine Kapazität wirksam ist. Dies ist bei Anpassungsfragen und der Berechnung eines „Über-alles-Frequenzganges" zu beachten.

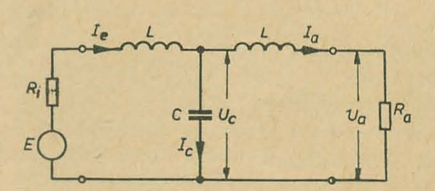


Bild 3: Vereinfachtes Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen

Es sind nun noch die Verhältnisse bei hohen Frequenzen zu betrachten. Da wir uns oberhalb der Eigenresonanz befinden, ist bei genügend hoher Frequenz der Blindwiderstand der Eigenkapazität bereits so klein, daß wir den zu diesem parallel liegenden Widerstand der Gegeninduktivität und den Verlustwiderstand R_v vernachlässigen können. Demgegenüber gewinnen die Streuinduktivitäten an Bedeutung. Wir erhalten damit das

[1]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 15 (1957) S. 475.

im Bild 3 gezeigte Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen, das wir den folgenden Betrachtungen zugrunde legen. In diesem Bild erscheinen die Wicklungswiderstände nicht; sie wurden zur Vereinfachung in den Generator- bzw. den Abschlußwiderstand einbezogen. Es ergibt sich hieraus kein Fehler wenn wir das frequenzabhängige Verhalten der Schaltung untersuchen. Lediglich das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung ist mit einem sehr geringen, später leicht zu eliminierenden Fehler behaftet (durch den Spannungsabfall an den Wicklungswiderständen ist die Ausgangsspannung um diesen Spannungsabfall geringer als nach unserer Rechnung herauskommt).
An Hand des Ersatzschaltbildes Bild 3 lassen sich mit den eingetragenen Bezeichnungen folgende Beziehungen aufstellen:

$$U_a = I_a \cdot R_a \quad \text{ebenso} \quad U_c = I_a \cdot (R_a + j\omega L).$$

(Es soll vorausgesetzt werden, daß sich σL_1 und σL_2 nicht wesentlich unterscheiden, deshalb kann zur Vereinfachung $\sigma L_1 \approx \sigma L_2 = L$ gesetzt werden.)

$$I_c = U_c \cdot j\omega C = I_a \cdot (j\omega C R_a - \omega^2 LC)$$
$$I_e = I_c + I_a = I_a \cdot (1 + j\omega C R_a - \omega^2 LC)$$
$$E = U_c + I_e \cdot (R_i + j\omega L)$$
$$= I_a[(1 + j\omega C R_a - \omega^2 LC) \cdot (j\omega L + R_i) + (R_a + j\omega L)].$$

Durch Multiplikation mit R_a erhält man mit $I_a \cdot R_a = U_a$ das Verhältnis E/U_a und nach dem Ordnen in reelle und imaginäre Anteile

$$\frac{E}{U_a} = 1 + \frac{R_i}{R_a} - \omega^2 LC \cdot \left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right) + j\left(\frac{2\omega L}{R_a} + \omega C R_i - \frac{\omega^3 L^2 C}{R_a}\right)$$

Wie in der Hochfrequenztechnik üblich, können wir auch hier $R_a/\omega L$ als die Dämpfung d bezeichnen und bekommen damit den folgenden übersichtlichen Ausdruck.

$$\frac{E}{U_a} = \left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right)(1 - \omega^2 LC) + \frac{j}{d}\left(1 + \frac{CR_iR_a}{L} + 1 - \omega^2 LC\right)$$

Der darin vorkommende Ausdruck $1 - \omega^2 LC$ zeigt die Möglichkeit einer Resonanz, der sog. Streuresonanz an, denn für $\omega L = 1/\omega C$ ist $\omega^2 LC = 1$ und $1 - \omega^2 LC = 0$. Für die Resonanzfrequenz ω_0, die sich bekanntlich aus $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ergibt, wird der reelle Anteil der Gleichung gleich Null und es bleibt nur

$$\frac{E}{U_a} = \frac{j}{d}\left(1 + \frac{CR_iR_a}{L}\right) = j\left(\frac{\omega L}{R_a} + \omega C R_i\right)$$

Diese Gleichung gibt das Verhältnis von Eingangs-EMK zu Ausgangsspannung bei der Streuresonanz an. Daß hier nicht, wie sonst bei Resonanzfällen, der imaginäre, sondern der reelle Anteil bei der Resonanz Null wird, hat seine Ursache darin, daß die Ausgangsspannung nicht an einem ohmschen Widerstand, sondern an der Kapazität C abgenommen wird, so daß also bei Resonanz Ausgangs- und Eingangsspannung eine Phasenverschiebung von 90° gegeneinander haben.
Wenn die rechte Seite der letzten Gleichung kleiner als 1 wird, heißt dies nichts anderes, als daß die Ausgangsspannung größer als die Eingangsspannung wird. Es ist leicht aus der Gleichung zu sehen, daß dies besonders bei kleinem Generatorwiderstand R_i und großem Abschlußwiderstand R_a eintreten kann. Ist $R_a = \infty$, wie dies oft bei Eingangstransformatoren der Fall ist, so wird

$$\frac{E}{U_a} = j\omega C R_i$$

und eine Spannungsüberhöhung bei der Streuresonanz wird nicht leicht zu vermeiden sein, wenn nicht R_i recht groß ist. Dies führt dazu, daß Verstärker mit Eingangstransformatoren immer mit einem genau vorgeschriebenen Generatorwiderstand betrieben werden müssen, sobald die Streuresonanz in die Nähe der oberen Grenzfrequenz kommt. Andernfalls würde sich durch die proportionale Abhängigkeit der Spannungsüberhöhung von R_i der Frequenzgang bei verschiedenen Generatorwiderständen stark ändern.
Der Verlauf der Ausgangsspannung, der sich aus unserer allgemeinen Gleichung ausrechnen läßt, ist in seiner Charakteristik im Bild 4 dargestellt. Hinter der Streuresonanz fällt die Ausgangsspannung steil ab, weil der Blindwiderstand der Kapazität, an der die Ausgangsspannung abgenommen wird, frequenzproportional abfällt und der Blindwiderstand der in Reihe liegenden Streuinduktivität frequenzproportional ansteigt. Die Streuresonanz stellt daher in der Praxis gleichzeitig die obere Frequenz dar, bis zu der der Übertrager zu verwenden ist.

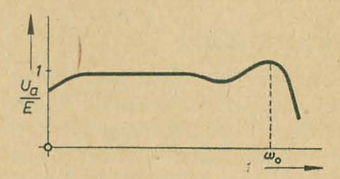


Bild 4: Charakteristischer Frequenzgang eines Eingangsübertragers

Für eine gute Ausgeglichenheit des Frequenzganges, d. h. nicht zu starke Anhebung bei der Streuresonanz, muß man die Anpassungswiderstände R_i und R_a entsprechend wählen, was an Hand der entwickelten Gleichungen geschehen kann.
Die bis hierher angestellten Betrachtungen über die Streuresonanz gelten allgemein. Es ist aber in der Praxis nur notwendig, mit einer auftretenden Streuresonanz zu rechnen, wenn der Generatorwiderstand klein und der Abschlußwiderstand groß ist, wie z. B. bei Eingangs- oder Zwischentransformatoren in Röhrengeräten. Beim Ausgangstransformator ist dagegen R_a meist sehr klein, so daß schon bei verhältnismäßig niedrigen Frequenzen ein Abfall dadurch eintritt, daß an den Streuinduktivitäten ein Spannungsabfall entsteht, der gegenüber dem Nutzspannungsabfall an R_a nicht zu vernachlässigen ist. Bild 5 verdeutlicht dies. Bei niedrigen Frequenzen wird der Strom durch die Schaltung nur durch E, R_i und R_a bestimmt. Bei höheren Frequenzen nimmt dieser Strom und damit der Spannungsabfall an R_a infolge des zunehmenden Blindwiderstandes $2\,\omega L_s$ ab. Erst bei noch höheren Frequenzen kommt ωL_s in die Größenordnung von $1/\omega C$ und es kann dort erst eine stark gedämpfte Streuresonanz auftreten. Dieser Frequenzbereich kann aber nicht mehr benutzt werden, da schon vorher ein Abfall eingetreten ist.

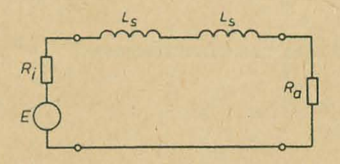


Bild 5: Vereinfachtes Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen für den Fall niedriger Abschlußwiderstände (Ausgangstrafo)

Für den Fall eines Ausgangstrafos kann man daher normalerweise die Kapazität C zunächst vernachlässigen, d. h. in unserer Gleichung gleich Null setzen. Wir erhalten dann

$$\frac{E}{U_a} = 1 + \frac{R_i}{R_a} + j\frac{2\omega L_s}{R_a}$$

Für die Grenzfrequenz (Abfall auf $1/\sqrt{2}$ bzw. 3 dB) muß der Real- gleich dem Imaginärteil sein, was die Bedingungsgleichung

$$R_a + R_i = 2\,\omega L_s$$

ergibt, die übrigens auch direkt aus Bild 5 entnommen werden kann, denn der Strom und damit die Ausgangsspannung wird auf $1/\sqrt{2}$ sinken, wenn in einem ohmschen Kreis $(R_a + R_i)$ ein dem Betrag nach gleicher Blindwiderstand $(2\,\omega L_s)$ eingeschaltet wird. Für die obere Grenzfrequenz eines Ausgangstrafos ist also die Reihenschaltung von R_a und R_i maßgebend, vorausgesetzt, daß die Streuresonanz noch nicht erreicht wurde. Dies kann leicht nachgeprüft werden, indem man nachrechnet, ob bei der erhaltenen Grenzfrequenz $1/\omega C$ noch wesentlich größer als $\frac{R_a + R_i}{2}$ ist. Wäre $\frac{1}{\omega C} = \frac{R_a + R_i}{2}$, so würde bei dieser Frequenz $\frac{1}{\omega C} = \omega L_s$ sein, was ja die Bedingung für die Streuresonanz ist. Es müßte dann mit der genauen Gleichung operiert werden.

RUDOLF RICHTER

Streuarme Wicklung für Ausgangstransformatoren

Eine wirksame Maßnahme zur Senkung der Streuinduktivität ist die Verschachtelung der Wicklungen. Diese kann auf zwei Arten erfolgen, nämlich durch verschachtelte Scheiben- bzw. Kammerwicklung oder durch unterteilte Schichtwicklung.

Verschachtelte Scheiben- oder Kammerwicklung

Nach Kammerloher [1] und Diefenbach [2] erhält man einen Übertrager mit verminderter Streuinduktivität, wenn die Wicklungen nach Bild 1 ausgeführt werden. Voraussetzung für den Erfolg ist hierbei, daß eine von den vorhandenen Wicklungen in mindestens drei Teile aufgeteilt wird. Diese Wicklungsart wird jedoch heute kaum noch angewandt, da der nutzbare Wickelraum durch die vielen Trennwände und ungünstigen Drahtherausführungen stark vermindert wird.

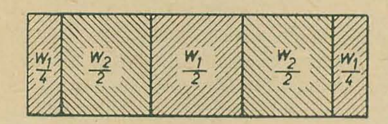
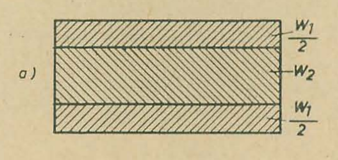


Bild 1: Verschachtelte Scheiben- oder Kammerwicklung

Unterteilte Schichtwicklung

Durch die Aufteilung der ersten Wicklung in mehrere Schichten und das Einführen der zweiten Wicklung zwischen diese wird die Streuinduktivität vermindert, ohne daß der Wickelraumverlust untragbar wird. Es bringt z. B. die Ausführung nach Bild 2a etwa $^1/_3$, nach Bild 2b etwa $^1/_{10}$ der Streuinduktivität des normalen Aufbaues. Für nicht zu hohe Ansprüche wird schon die



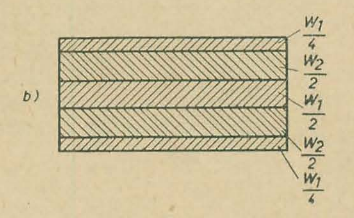


Bild 2: Unterteilte Schichtwicklung,
a) mit etwa $^1/_3$ und
b) mit etwa $^1/_{10}$ der Streuinduktivität des normalen Aufbaues

Ausführung nach Bild 2a zu dem gewünschten Erfolg führen [3]. Sollen Wicklungen für Gegentaktausgangstransformatoren ausgeführt werden, so müssen die Wicklungen zur Erzielung höchster Symmetrie in zwei Kammern verteilt, in diesen wieder nach Bild 2 ineinander verschachtelt werden.

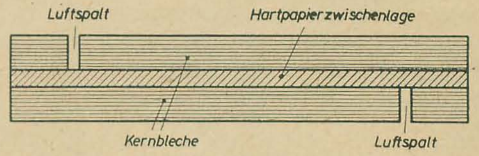


Bild 3: Längsschnitt durch den Mittelsteg eines Kernpaketes mit aufgeteiltem Luftspalt

Soll dabei ein Luftspalt angebracht werden, so kann man zur Erhaltung der Symmetrie den Kern nach Bild 3 aufbauen, indem man die halbe Blechzahl mit Luftspalt links, den anderen Teil mit Luftspalt rechts einstopft und zwischen beide Teile Hartpapierformstücke entsprechend der Kernform einfügt.
Diese Methode kann auch angewendet werden, wenn normale Ausgangsübertrager auf einem M-Kern aufgebaut werden sollen und der gerade vorhandene Luftspalt (0,5; 1 oder 2 mm) größer ist als es durch die Gleichstromvormagnetisierung notwendig wäre. Unter Umständen kann dadurch sogar der nächst kleinere Kerntyp genügen um den geforderten L-Wert zu erreichen, oder bei gleicher Größe der Wicklungswiderstand erheblich gesenkt werden. Der resultierende Luftspalt und damit die Induktivität richtet sich nach der Stärke der verwendeten Hartpapierzwischenlage. So bringt z. B. bei einem Kern M 42 aus Dynamoblech IV, Luftspalt 0,5 mm die geschilderte Maßnahme bei einer Stärke der Hartpapierzwischenlage von 1 mm eine Induktivitätserhöhung von etwa 30%, bei 0,5 mm Stärke eine Erhöhung von etwa 50%. Bei anderen Kerngrößen liegen die Verhältnisse ähnlich, nur daß mit der Kerngröße auch die Stärke der Zwischenlage wachsen muß.

Literatur

[1] Kammerloher: Hochfrequenztechnik, Teil II, C. F. Wintersche Verlagsbuchhandlung.

[2] Diefenbach: Verstärkerpraxis, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GMBH, Berlin-Borsigwalde.

[3] Domsch: Der Übertrager der Nachrichtentechnik, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig 1953.

ERHARD RICHTER

Das Rechnen mit Zehnerpotenzen TEIL 1

Die Anwendung der Zehnerpotenzen ist so einfach, daß es immer wieder erstaunlich und verwunderlich zugleich ist, wie wenig sie trotz ihrer bedeutenden Vorteile beim Rechnen benutzt werden. Der folgende Beitrag, der für unsere jungen Leser bestimmt ist, behandelt daher in leicht verständlicher Weise die Grundregeln für das Rechnen mit Zehnerpotenzen. Einige Rechenbeispiele am Schluß dieses Artikels sollen die gewonnenen Erkenntnisse festigen.

Bekanntlich rechnet man in Physik, Technik und anderen Wissenszweigen häufig mit sehr großen und andererseits sehr kleinen Zahlenwerten, oft mit beiden in einem Rechnungsgang vereint. Bereits bei den elektrotechnischen Grundeinheiten treten Zahlenwerte in Größenordnungen von Millionen und Milliarden auf der einen, und Millionstel und sogar Billionstel auf der anderen Seite auf. Hier liegt das ureigenste Anwendungsgebiet der Zehnerpotenzen. Aber auch wenn es sich nicht um so weit auseinanderliegende Zahlenwerte handelt, ist es oft vorteilhaft, Zehnerpotenzen anzuwenden. Sie lassen sich praktisch in allen Fällen dort benutzen, wo überhaupt zu rechnen ist.
Schließlich sei noch erwähnt, daß sich das Rechnen mit dem Rechenstab auf ideale Weise mit den Zehnerpotenzen verbinden läßt.

Grundlagen

Ausgehend von der Schreibweise allgemein bekannter Potenzen, z. B. $6^2 = 6 \cdot 6$, können wir mit der Zehn ebenso verfahren. 10^2 ist demnach $10 \cdot 10$. Der Potenzwert 10^3 ist ausgeschrieben $10 \cdot 10 \cdot 10$. Schließlich ist dann 10^4 entsprechend ausgeschrieben $10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10$. Um an allgemein bekannte Voraussetzungen des Potenzrechnens anzuknüpfen, sei festgestellt, daß die Hochzahl angibt, wie oft die Grundzahl mit sich selbst multipliziert werden muß. Drücken wir das einmal anders und ganz absichtlich sehr einfach aus, so läßt sich sagen, daß bei den Zehnerpotenzen nach der Eins noch so viel Nullen stehen, wie die Hochzahl angibt. Danach wäre z. B. 10^3 eine Eins mit drei Nullen. $10^{11} = 100\,000\,000\,000$, also eine Eins mit 11 Nullen und $10^1 = 10$, also eine Eins mit einer Null.
Wie wird es jedoch, wenn es sich um sehr kleine Zahlengebilde handelt? Greifen wir erneut zu einem einfachen Beispiel. Der Dezimalbruch 0,01 ist bekanntlich ein Hundertstel. Wenn die ganze Zahl 100 zunächst als Zehnerpotenz 10^2 geschrieben wird, so gibt man dem Bruch 0,01 als Zehnerpotenz eine negative Hochzahl. Er wird einfach 10^{-2} geschrieben. Der Dezimalbruch $0{,}001 = \frac{1}{1000}$ heißt dann weiter als Zehnerpotenz $\frac{1}{10^3}$ oder 10^{-3}.

Benutzen wir die recht primitive Ausdrucksweise von vorhin noch einmal in diesem Zusammenhang, so dürfen wir sinngemäß sagen: Die negative Hochzahl gibt an, an welcher Stelle nach dem Komma die Eins folgt. So ist also z. B. $10^{-4} = \frac{1}{10^4} = 0{,}0001$ und $10^{-5} = \frac{1}{10^5} = 0{,}00001$. Hieraus resultiert auch eine einfache Regel:

Setzt man eine Zehnerpotenz aus dem Nenner in den Zähler oder umgekehrt, so muß das Vorzeichen der Hochzahl geändert werden.

Um das Verständnis über die Bedeutung aller Zehnerpotenzen abzurunden, müßten wir noch klären, was 10^0 ist. Da es aber mit den bereits gewonnenen Erkenntnissen noch nicht möglich ist, den Zahlenwert von 10^0 zu beweisen, so wollen wir vorerst nur feststellen, daß $10^0 = 1$ ist. Den rechnerischen Beweis dieser Tatsache wollen wir später antreten.
In der folgenden Tabelle sind die in Technik und Physik üblichen Dezimalbezeichnungen als Zehnerpotenzen zusammengestellt.

Bezeichnung	Wert als Zehnerpotenz	Zahlenwert
T = Tera	10^{12}	1 000 000 000 000
G = Giga	10^{9}	1 000 000 000
M = Mega	10^{6}	1 000 000
k = Kilo	10^{3}	1 000
m = Milli	10^{-3}	0,001
μ = Mikro	10^{-6}	0,000 001
n = Nano	10^{-9}	0,000 000 001
p = Pico	10^{-12}	0,000 000 000 001

Wir sind nun in der Lage, folgende willkürlich der Berufspraxis entnommenen Beispiele in Zehnerpotenzen der Grundeinheiten auszudrücken.

1 TΩ (Teraohm) $= 10^{12}$ Ω
1 GHz (Gigahertz) $= 10^{9}$ Hz
1 MHz (Megahertz) $= 10^{6}$ Hz
1 kW (Kilowatt) $= 10^{3}$ W
1 mA (Milliampere) $= 10^{-3}$ A
1 μV (Mikrovolt) $= 10^{-6}$ V
1 nH (Nanohenry) $= 10^{-9}$ H
1 pF (Picofarad) $= 10^{-12}$ F

Die Rechenregeln der Zehnerpotenzen

Die Regeln für die Zehnerpotenzen weichen von den allgemeinen Regeln anderer Potenzen nicht ab. Es sei jedoch zunächst daran erinnert, daß sich Potenzen nur dann addieren und subtrahieren lassen, wenn sie gleiche Grundzahlen und gleiche Hochzahlen (gleiche Basis und gleiche Exponenten) aufweisen. Dieser Fall tritt jedoch bei technischen Rechnungen so gut wie gar nicht auf.

Multiplikation

Regel:

Bei der Multiplikation werden die Hochzahlen addiert

$$100 \cdot 1000 = 10^2 \cdot 10^3 = 10^{2+3} = 10^5 = \mathbf{100\,000}$$
$$0{,}1 \cdot 10\,000 = 10^{-1} \cdot 10^4 = 10^{-1+4} = 10^3 = \mathbf{1000}$$
$$0{,}01 \cdot 0{,}1 = 10^{-2} \cdot 10^{-1} = 10^{-2+(-1)} = 10^{-3} = \mathbf{0{,}001}$$

Division

Regel:

Bei der Division werden die Hochzahlen subtrahiert

$$\frac{100\,000}{100} = \frac{10^5}{10^2} = 10^{5-2} = 10^3 = \mathbf{1000}$$
$$\frac{100}{0{,}1} = \frac{10^2}{10^{-1}} = 10^{2-(-1)} = 10^3 = \mathbf{1000}$$
$$\frac{0{,}01}{1000} = \frac{10^{-2}}{10^3} = 10^{-2-3} = 10^{-5} = \mathbf{0{,}00001}$$

Potenzieren

Regel:

Beim Potenzieren werden die Hochzahlen multipliziert

$$1000^2 = 1000 \cdot 1000 = (10^3)^2 = 10^{3 \cdot 2} = 10^6 = \mathbf{1\,000\,000}$$
$$100^3 = 100 \cdot 100 \cdot 100 = (10^2)^3 = 10^{2 \cdot 3} = 10^6 = \mathbf{1\,000\,000}$$
$$0{,}01^2 = 0{,}01 \cdot 0{,}01 = (10^{-2})^2 = 10^{-2 \cdot 2} = 10^{-4} = \mathbf{0{,}0001}$$

Radizieren

Regel:

Beim Radizieren werden die Hochzahlen dividiert

$$\sqrt[2]{10000} = \sqrt[2]{10^4} = 10^{4:2} = 10^2 = \mathbf{100}$$
$$\sqrt[2]{0{,}0001} = \sqrt[2]{10^{-4}} = 10^{-4:2} = 10^{-2} = \mathbf{0{,}01}$$
$$\sqrt[3]{1000000} = \sqrt[3]{10^6} = 10^{6:3} = 10^2 = \mathbf{100}$$

Wir können nun den Beweis für die Richtigkeit des Ausdruckes $10^0 = 1$ erbringen. Rechnen wir beispielsweise $1000 : 1000 = 1$ mit den jetzt geläufigen Zehnerpotenzen aus, dann schreiben wir

$$\frac{10^3}{10^3} = 10^{3-3} = 10^0 = 1.$$

Hieraus läßt sich erkennen, daß jede Zahl zur nullten Potenz immer gleich eins ist, da wir für 10^3 in obigem Beispiel jede beliebige andere Zahl einsetzen können, wobei das Ergebnis immer das gleiche bleibt.

Vorzahlen und Zehnerpotenzen

In der Praxis treten nun fast ausschließlich Zahlen auf, die entweder ein Vielfaches oder ein Teil von zehn sind. Auch sie lassen sich durch Zehnerpotenzen ausdrücken. Wählen wir ein einfaches Beispiel mit der Zahl 6000. Um diesen Zahlenwert als Zehnerpotenz schreiben zu können, müssen wir zu einem an und für sich selbstverständlichen Multiplikationskniff greifen: Wir zerlegen die 6000 in zwei Faktoren und bekommen dadurch $6 \cdot 1000$. Sofort können wir daraus eine Zehnerpotenz bilden, indem wir $6 \cdot 10^3$ schreiben. Alle möglichen und nur denkbaren Zahlen lassen sich auf diese Weise ausdrücken. So ist 0,00007 gleichzeitig $7 \cdot 0{,}00001$ oder $7 \cdot 10^{-5}$. Wir erkennen, daß das Zahlengebilde immer in eine Vorzahl und eine entsprechende Zehnerpotenz zerlegt wird.

Das Verhalten der Vorzahlen beim Rechnen

Die Vorzahlen werden ohne Rücksicht auf die Zehnerpotenzen so miteinander verbunden, wie es auch beim normalen Rechnen der Fall ist. Die vier aufgestellten Regeln für die Zehnerpotenzen gelten nicht für die Vorzahlen. Insbesondere dürfen Vorzahlen nicht mit über oder unter den Bruchstrich vertauscht werden. Nachfolgend einige Beispiele:

$$0{,}2 \cdot 4500 = 2 \cdot 10^{-1} \cdot 4{,}5 \cdot 10^3 = 2 \cdot 4{,}5 \cdot 10^{-1+3} = 9 \cdot 10^2 = \mathbf{900}$$

$$\frac{6800 \cdot 50}{0{,}02} = \frac{6{,}8 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^1}{2 \cdot 10^{-2}} = \frac{6{,}8 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10^1}{2 \cdot 10^{-2}} = \frac{34 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^{-2}} = \frac{34 \cdot 10^4 \cdot 10^2}{2} = \frac{34 \cdot 10^{4+2}}{2} = \frac{34 \cdot 10^6}{2} = 17 \cdot 10^6 = \mathbf{17\,000\,000}$$

$$\frac{700^2}{\sqrt[2]{40000}} = \frac{(7 \cdot 10^2)^2}{\sqrt[2]{4 \cdot 10^4}} = \frac{49 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^2} = \frac{49 \cdot 10^{4-2}}{2} = 24{,}5 \cdot 10^2 = \mathbf{2450}$$

Trennung von Vorzahl und Zehnerpotenz

Beim Ausrechnen der vorstehenden Beispiele haben wir teilweise bereits von einer Tatsache Gebrauch gemacht, die bei normalem Rechnen schon immer üblich ist. Die Vorzahl und die dazu gehörende Zehnerpotenz bilden rechnerisch betrachtet zwei ganz gewöhnliche Faktoren miteinander. Faktoren dürfen untereinander vertauscht werden. Dieses allgemein bekannte Rechengesetz wendet man hierbei zur besseren Übersicht so an, daß man Vorzahlen und Zehnerpotenzen getrennt im Rechengang zusammenfaßt.

Einige Beispiele zeigen wiederum diese Zusammenhänge:

$$25 \cdot \pi \cdot 3500 = 2{,}5 \cdot \pi \cdot 3{,}5 \cdot 10^1 \cdot 10^3 = 27{,}5 \cdot 10^4 = \mathbf{275000}$$

$$\sqrt[2]{40000} = \sqrt[2]{4 \cdot 10^4} = \sqrt[2]{4} \cdot \sqrt[2]{10^4} = 2 \cdot 10^2 = \mathbf{200}$$

$$\frac{180 \cdot 0{,}002}{0{,}12} = \frac{1{,}8 \cdot 2 \cdot 10^2 \cdot 10^{-3}}{1{,}2 \cdot 10^{-1}} = \frac{1{,}8 \cdot 2 \cdot 10^2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^1}{1{,}2}$$

$$= \frac{3{,}6 \cdot 10^0}{1{,}2} = 3 \cdot 10^0 = 3$$

Erweitern und Kürzen zusammengehörender Vorzahlen und Zehnerpotenzen

4000 schreiben wir als Zehnerpotenz zweckmäßig $4 \cdot 10^3$. Durch Erweitern der Vorzahl und gleichzeitiges Kürzen der Zehnerpotenz oder umgekehrt gleichzeitiges Kürzen der Vorzahl und dafür Erweitern der Zehnerpotenz können alle Zahlenwerte auch anders geschrieben werden. Dabei ist es völlig gleichgültig, ob das jeweils mit Zehn, Hundert, Tausend usw. erfolgt. Der Zahlenwert 4000 kann somit außer $4 \cdot 10^3$ auch noch $40 \cdot 10^2$ oder $400 \cdot 10^1$ oder $0{,}4 \cdot 10^4$ geschrieben werden. Auch hier wollen wir einige Beispiele durchrechnen:

$$980000 = 9{,}8 \cdot 10^5 = 98 \cdot 10^4 = 980 \cdot 10^3 = 0{,}98 \cdot 10^6 \text{ usw.}$$

$$15 = 1{,}5 \cdot 10^1 = 15 \cdot 10^0 = 150 \cdot 10^{-1} = 0{,}15 \cdot 10^2 \text{ usw.}$$

$$0{,}0036 = 3{,}6 \cdot 10^{-3} = 36 \cdot 10^{-4} = 0{,}36 \cdot 10^{-2} = 0{,}036 \cdot 10^{-1} \text{ usw.}$$

Wir erkennen:

Mit dem selben Faktor, mit dem die Vorzahl erweitert bzw. gekürzt wird, ist die Zehnerpotenz zu kürzen bzw. zu erweitern.

Diese als vielleicht selbstverständlich erscheinende Möglichkeit ist oft von Bedeutung, nämlich wenn bei fertigen Ergebnissen einer Rechnung die erhaltene Zehnerpotenz in eine in der Technik oder Physik übliche Dezimalbezeichnung umzuwandeln ist.

Dieser Vorgang wird jedoch beim Radizieren oft zu einer unumgänglichen Notwendigkeit. Sollen wir z. B. $\sqrt[2]{250000}$ ausrechnen, und schreiben wir

$$\sqrt[2]{2{,}5 \cdot 10^5} = 1{,}58 \cdot 10^{5:2} = 1{,}58 \cdot 10^{2,5},$$

so sitzen wir mit diesem Ergebnis zunächst fest. Wir bekommen als Hochzahl der Zehnerpotenz einen Dezimalbruch[1]). Um aber diese Aufgabe müheloser auszurechnen, brauchen wir nur dafür zu sorgen, daß die zu radizierende Hochzahl geradzahlig wird. Im obigen Beispiel bekommen wir dann durch Erweitern der Vorzahl und Kürzen der Zehnerpotenz den Ausdruck $\sqrt[2]{25 \cdot 10^4}$. Dieser neue Ausdruck kann nunmehr mühelos radiziert werden; er lautet einfach $5 \cdot 10^2 = 500$.

Als Abschluß dieses Abschnittes seien wieder einige Beispiele angeführt:

$$\sqrt[2]{0{,}00001} = \sqrt[2]{1 \cdot 10^{-5}} = \sqrt[2]{10 \cdot 10^{-6}} = 3{,}16 \cdot 10^{-3} = 0{,}00316$$

$$\sqrt[2]{0{,}004} = \sqrt[2]{4 \cdot 10^{-3}} = \sqrt[2]{40 \cdot 10^{-4}} = 6{,}32 \cdot 10^{-2} = 0{,}0632$$

$$\sqrt[2]{4000} = \sqrt[2]{4 \cdot 10^3} = \sqrt[2]{40 \cdot 10^2} = 6{,}32 \cdot 10^1 = 63{,}2.$$

Wird fortgesetzt

[1]) An dieser Stelle läge es nahe, den Zusammenhang zwischen Potenz- und Logarithmenrechnung zu erläutern. Das soll jedoch einem späteren Artikel vorbehalten bleiben.

Frequenzumsetzer kleinster Leistung

Für die Fernsehversorgung kleiner Ortschaften lohnt sich die Aufstellung von Fernsehsendern mit Leistungen bis zu 50 W nicht. Außerdem müssen Sender mit effektiven Strahlungsleistungen über etwa 20 W sehr sorgfältig an das bestehende Sendernetz angepaßt werden, um gegenseitige Störungen zu vermeiden. Wenn es nur darauf ankommt, ein Gebiet mit einigen km (bis etwa 5 km) Radius mit ausreichendem Fernsehempfang zu versorgen, genügen Senderleistungen von 50 bis 300 mW, um an jeder Stelle des erwähnten Gebietes eine Feldstärke von minimal 300 μV/m zu erzeugen. Bei dieser kleinen Leistung treten bei geschickter Frequenzplanung keine Gleichkanalstörungen auf, wenn die Entfernung bis zum nächsten Sender größer als 50 km ist.

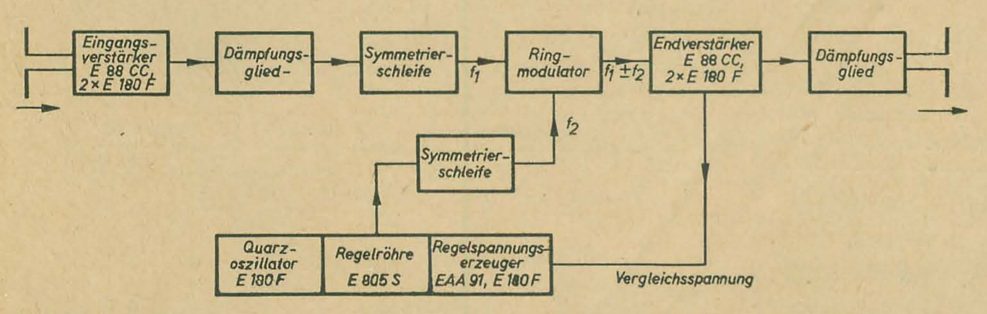


Bild 1: Blockschema des FS-Kleinstumsetzers (SWF)

Die bisher benutzten Frequenzumsetzer arbeiten nach folgendem Prinzip: Das mit einer gerichteten Antenne aufgenommene Signal wird verstärkt und in einer ersten Mischstufe auf eine ZF zwischen 28 und 39 MHz transponiert. In einer zweiten Mischstufe wird diese Frequenz auf die geforderte Endfrequenz umgesetzt, verstärkt und von einer zweiten Richtantenne in die gewünschte Richtung abgestrahlt. Der wirtschaftliche Aufwand derartiger Umsetzer ist also ziemlich hoch.

Vom Zentrallabor des Südwestfunk, Baden-Baden, wurde jetzt eine wesentlich einfacher aufgebaute Umsetzeinrichtung entwickelt, die ohne Zwischenfrequenz arbeitet. Bild 1 zeigt das Blockschema des Kleinstumsetzers für eine Ausgangsleistung von 50 mW. Durch Zwischenschaltung der eingezeichneten Dämpfungsglieder bzw. durch Verwendung von Dipolanordnungen mit entsprechendem Gewinn läßt sich die abgestrahlte Leistung zwischen 10 und 300 mW je nach Bedarf ändern. Eingangs- und Endverstärker sind gleich dimensioniert und können eine Verstärkung von je 60 dB (1000fach) liefern. Der gleichartige Aufbau der beiden Verstärker hat den Vorteil, daß Eingangs- und Endverstärker gegeneinander ausgetauscht werden können. Es besteht somit die Möglichkeit, beispielsweise vom Kanal 6 auf den Kanal 8 umzusetzen oder umgekehrt vom Kanal 8 auf Kanal 6. Die Empfindlichkeit der Verstärker beträgt etwa 5 bis 8 kT_0. Für die Mischstufe wurde ein Ringmodulator mit vier Germaniumdioden OA 154 Q [s. a. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 10 (1956) S. 298] verwendet, um die störenden Mischprodukte klein zu halten. Da die Symmetrie der zu mischenden Spannungen großen Einfluß auf die Größe der bei der Mischung entstehenden Oberwellen hat, insbesondere auf die Oberwellen der Abstandsfrequenz $f_1 - f_2$, werden die einzelnen Spannungen mit den Frequenzen f_1 und f_2 (s. a. Blockschaltbild) über besondere Symmetrierschleifen zum Ringmodulator geführt. Damit wird erreicht, daß die Amplitude der Störfrequenzen etwa 60 dB unter der für die Nutzfrequenz liegt.

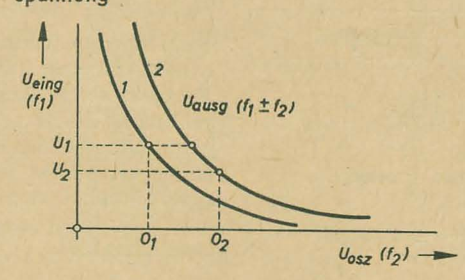


Bild 2: Ausgangsspannung des Ringmodulators als Funktion von Eingangs- und Oszillatorspannung

Im Bild 2 ist der prinzipielle Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung mit der Frequenz f_1, der Oszillatorspannung mit der Frequenz f_2 und der Ausgangsspannung mit der Kombinationsfrequenz $f_1 \pm f_2$ aufgetragen.

Sollte aus irgendwelchen Gründen die Eingangsspannung kleiner oder größer werden, so kann die Ausgangsspannung durch Erhöhen oder Erniedrigen der Oszillatorspannung auf unverändertem Pegel gehalten werden, da Kurve 2 einer höheren Spannung als Kurve 1 entspricht. Der Oszillator ist quarzstabilisiert und befindet sich in einem Thermostaten, der die Quarztemperatur auf $\pm 1°$ C und die Quarzfrequenz auf $1 \cdot 10^{-5}$ konstant hält. Innerhalb des Bandes III ist die höchste vorkommende Abstandsfrequenz, bezogen auf den Bildträger, 217,25 (Kanal 11) — 175,25 (Kanal 5) = 42 MHz. Bei einer Frequenzgenauigkeit von $1 \cdot 10^{-5}$ ist daher der größtmögliche Fehler in der Abstandsfrequenz $42 \cdot 10^6 \cdot 10^{-5} = 420$ Hz, so daß auch die Bedingungen für Versatzbetrieb (Offset-Betrieb) erfüllt sind.

Die im Blockschema Bild 1 gezeichnete Regelautomatik wirkt folgendermaßen: Die Regelspannung wird am Ausgang des Endverstärkers abgenommen und in der Langlebensdauerpentode E 180 F verstärkt. Diese Röhre ist im Anodenkreis auf den Bildträger abgestimmt. Nach Gleichrichtung in der Doppeldiode EAA 91

wird die Spannung der Regelpentode E 805 S zugeführt. Die Abstandsfrequenz n · Kanalbreite (n liegt zwischen 1 und 6) wird in einer Quarzstufe, die mit der E 180 F bestückt ist, erzeugt. Zwischen der Quarzstufe und dem Ringmodulator liegt die erwähnte Regelröhre E 805 S, die dem Ringmodulator stets eine solche Spannung zuführt, daß die Ausgangsspannung auf ±1 dB konstant bleibt. Bei sich ändernder Eingangsspannung wird die Oszillatorspannung in ihrer Amplitude derart beeinflußt, daß die Ausgangsspannung entsprechend Bild 2 entlang derselben Hyperbel verläuft. Die beiden fest eingestellten Dämpfungsglieder (auswechselbar) vor dem Ringmodulator und hinter dem Endverstärker ermöglichen bei der Inbetriebnahme die richtige Einstellung des Umsetzers entsprechend der zur Verfügung stehenden Eingangsspannung und der zur Versorgung des Einzugsgebietes erforderlichen Ausgangsspannung.

Nach Informationen des SWF

TRANSISTOR-Mischverstärker

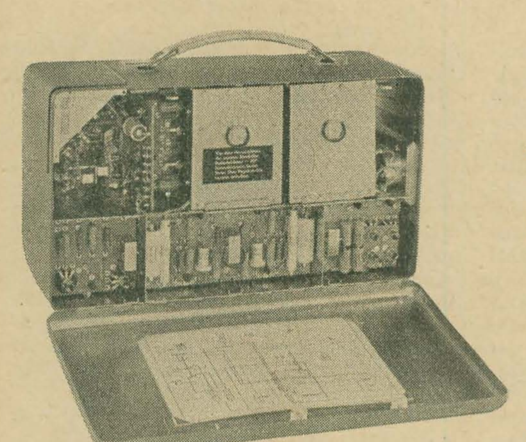


Bild 1: Rückansicht des V 79

Mit Transistoren bestückt ist der von der ehemaligen Zentraltechnik des NWDR entwickelte und jetzt von *Siemens* gefertigte Mischverstärker V 79 für Studiozwecke. Der Verstärker enthält zwei Eingänge mit getrenntem Vorverstärker, einen Summenverstärker sowie einen besonderen Meßverstärker für den Aussteuerungsmesser in Verbindung mit einem Pegeltongenerator; das Prinzipschaltbild ist im Bild 2 dargestellt. Die Stromversorgung erfolgt mit zwei Trockenbatterien von je 67,5 V. Der Gesamtfrequenzgang ist zwischen 80 und 10 000 Hz auf ±1 dB geradlinig und hat eine Tiefenabsenkung von 3 dB bei 40 Hz. Der Verstärker ist infolge seiner kleinen Abmessungen und des geringen Gewichtes (einschließlich Batterien 6 kg) besonders für transportable Anlagen geeignet.

Transistor-Hörhilfe

Alle Teile der neuen Vienna-Hörbrille der Firma *Viennatone*, Wien, einschließlich der Transistoren sind in den Brillenbügeln untergebracht. Durch Anbringen zweier aktiver Brillenbügel kann Hörverbesserung auf beiden Ohren und einwandfreies Richtungshören ermöglicht werden. Außerdem bietet die Konstruktion den Vorteil, daß jede beliebige Brillenfassung verwendet werden kann. Auch die Hörer sind in die Brillenbügel eingebaut worden, lediglich ein dünner unsichtbarer Schlauch führt zur Skelett-Ohrmulde, die vollkommen unsichtbar im Ohr befestigt wird. Durch die seitenrichtige Lage sowohl des Mikrofons als auch des Hörers wird der Schall von der gleichen Richtung gehört, aus der er kommt. Als Spannungsquelle dient ein Miniaturakkumulator, der nach jeder Ladung zwei Tage (2×16 Stunden) die erforderliche Betriebsspannung liefert.

Tonbandgerät mit Gegentaktendstufe

Ein leistungsfähiges, vielseitig anwendbares Gerät ist der neue Tonbandkoffer TK 830 von Grundig. Bemerkenswert ist der Wiedergabeverstärker mit einer Gegentaktendstufe 2×EL 95 für 7 W Sprechleistung zur Aussteuerung der drei eingebauten Ovallautsprecher. Weitere Vorzüge dieses geschickt durchentwickelten Tonbandkoffers sind: Anschlußmöglichkeiten für Baßlautsprecher und Höhenrundstrahler zur vollen Ausnutzung der Kraftendstufe, Wunschklangregister, Tricktaste zum Einblenden von Sprache und Geräuschen. Die Bandgeschwindigkeit ist umschaltbar von 9,53 auf 19,05 cm/s. Der Frequenzumfang ist mit 50 bis 10 000 Hz für 9,53 cm/s, mit 40 bis 16 000 Hz für 19,05 cm/s Bandgeschwindigkeit angegeben. Die maximale Laufzeit bei Verwendung von Langspielband beträgt bei der kleinen Geschwindigkeit drei Stunden, bei der großen 1,5 Stunden. Zur Aussteuerungskontrolle dient ein eingebauter Magischer Fächer.

Interessant ist die Anordnung der Tricktaste: Sie befindet sich neben dem Wunschklangregister und erlaubt mehrmaliges Besprechen ein und desselben Bandes, ohne daß die bereits vorhandene Tonspur gelöscht wird. Diese Einrichtung läßt sich für das nachträgliche Einblenden von Sprache und Geräuschen in bereits bespielte Tonbänder bei der synchronen Vertonung von Schmalfilmen benutzen.

Als Löschköpfe kommen zwei moderne Ferritkernköpfe zur Anwendung. Die HF-Vormagnetisierung der beiden Sprechköpfe ist für jeden Kopf getrennt einstellbar, so daß optimale Eigenschaften auf beiden Spuren gewährleistet sind. Aufnahmeaussteuerungsregler und Wiedergabelautstärkeregler sind getrennt. Diese Anordnung ist insofern vorteilhaft, als die Aussteuerung nach dem Kontrollabhören nicht jedesmal neu eingestellt werden muß.

Bild 3: Die einzelnen Baugruppen des Transistor-Mischverstärkers werden über Steckverbindungen zusammmengesetzt

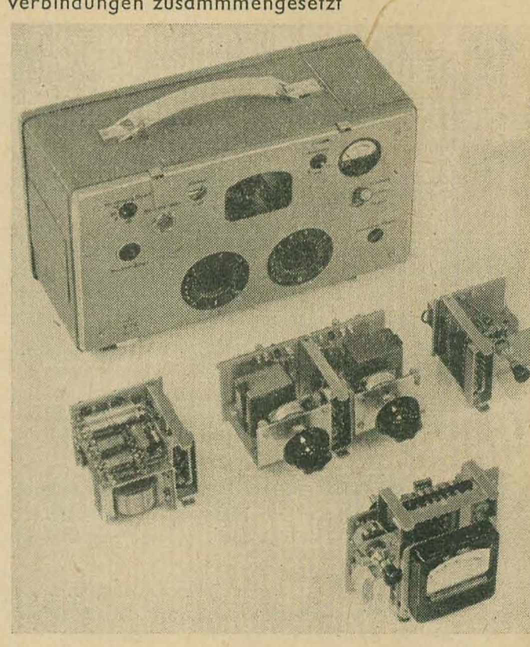
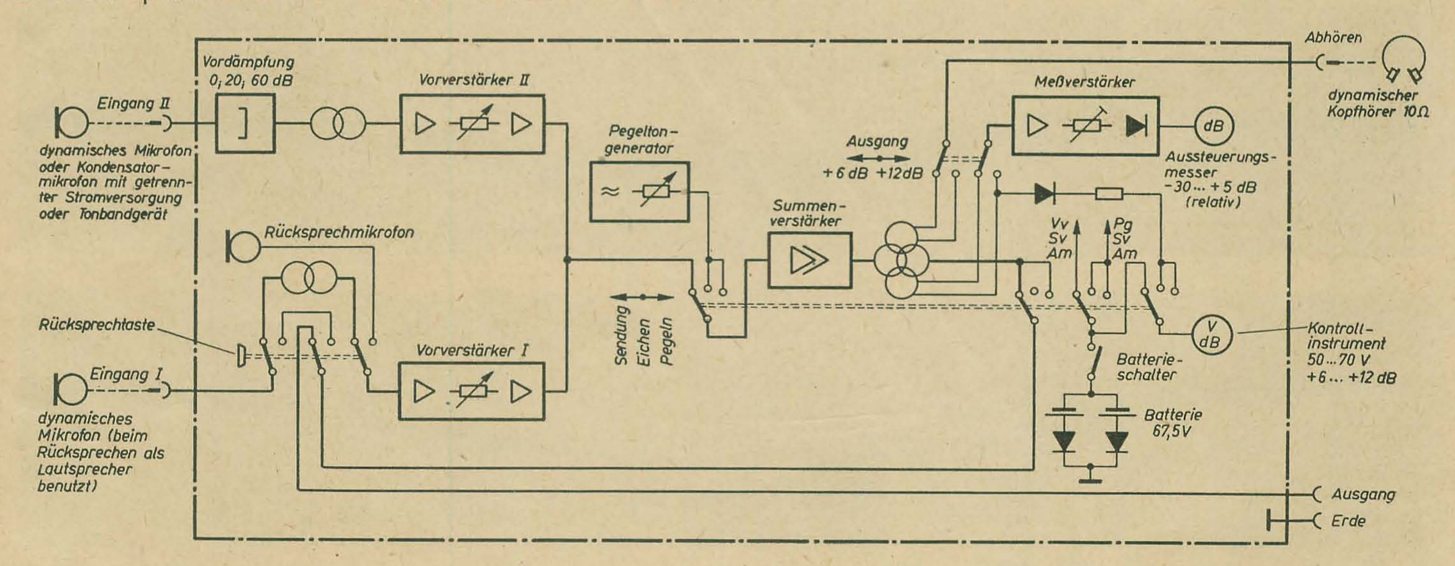


Bild 2: Prinzipschaltbild des Transistor-Mischverstärkers V 79 von Siemens



HEINZ LANGE, Mitarbeiter des Heinrich-Hertz-Instituts der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Die Störungen der Ionosphäre und ihr Einfluß auf den Kurzwellenfunkverkehr

Über die Ausbreitung von Kurzwellen und die Vorhersage von brauchbaren Kurzwellenbereichen für den Nachrichtenverkehr ist bereits in zwei Beiträgen berichtet worden[1]). Der dritte Beitrag dieser Reihe soll sich mit den Störungen der Ionosphäre befassen.

Wie in vielen anderen Fällen in der Natur gibt es auch in der Ionosphäre Zeitabschnitte, in denen die früher besprochenen Ionosphärenschichten ein völlig unnormales Verhalten zeigen. Für diese Zeitabschnitte treffen alle Vorhersagen des Funkverkehrs nicht mehr zu, bei schweren Störungen kann der Kurzwellenfunkverkehr sogar für mehr oder weniger lange Zeit völlig unterbrochen werden. Bisher sind vier verschiedene Arten von Ionosphärenstörungen bekannt:

a) Mögel-Dellinger-Effekt,

b) anomale Dämpfung,

c) Abdeckung durch sporadische E-Schicht (Nordlichtschicht),

d) Korpuskularstörung.

Allerdings sind die Unterschiede in den Auswirkungen der vier verschiedenen Störungsarten manchmal nicht sehr ausgeprägt, und es gibt Fälle, in denen die Zuordnung der Erscheinung zweifelhaft ist. Für den Praktiker ist von größter Wichtigkeit, ob und mit welcher Sicherheit man diese Störungen vorhersagen kann.

Mögel-Dellinger-Effekt

Der Effekt wurde von dem Deutschen Mögel entdeckt und als Kurzstörung bezeichnet. 1930 gab er diese Entdeckung bekannt. Im Sommer 1935 fand der Amerikaner Dellinger dazu die Parallelen in den Sonneneruptionen.

Den solaren Ursprung dieser Störung erkannte man sehr bald daran, daß dieser Effekt nur während des Tages und niemals nachts auftrat. Zugleich folgerte man aus dieser Tatsache, daß es sich um eine Komponente der Sonnenstrahlung handeln mußte, die sich sehr schnell, möglicherweise etwa mit Lichtgeschwindigkeit, bewegte. Bei parallelen astronomischen Beobachtungen wurde während jedes Mögel-Dellinger-Effektes eine sogenannte „Eruption" auf der Sonne festgestellt. Diese Eruption ist keine mit Materietransport verbundene Explosion im landläufigen Sinne, sondern eine Art Gasentladung, bei der schlagartig auch eine starke Ultraviolettstrahlung ausgesandt wird, die sich mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet. In der Erdatmosphäre bewirkt der Strahlungsstoß in der D-Schicht eine plötzliche starke Erhöhung der Ionisation. Wie bereits im Beitrag „Die Kurzwellenausbreitung durch Reflexion an der Ionosphäre"[1]) erwähnt, hat die D-Schicht im wesentlichen dämpfenden Charakter; die Absorption der Kurzwellen ist um so stärker, je stärker sie ionisiert ist. Infolge der durch den Ultraviolettausbruch der Sonne stark erhöhten Ionisation ist also ein plötzlicher starker Anstieg der Dämpfung zu erwarten. Tatsächlich beobachtet man bei Mögel-Dellinger-Effekten einen sehr raschen Rückgang der Empfangsfeldstärken. Es sei hier noch einmal daran erinnert, daß in der D-Schicht die Luftdichte noch so groß ist, daß die Rekombination — d. i. die Entionisation — fast augenblicklich erfolgt. Entsprechend der Lebensdauer einer derartigen Eruption auf der Sonne von etwa 15 bis 180 Minuten haben also auch die Auswirkungen in der Ionosphäre etwa die gleiche Dauer. Bei der solaren Eruption wird neben der ultravioletten Komponente meist noch eine radiofrequente Komponente im dm- und cm-Wellenbereich ausgestrahlt, die der Fachmann als „burst" bezeichnet.

Die Mögel-Dellinger-Effekte lassen sich wegen der sehr kurzen Zeit zwischen Eruption und Effekt in der Ionosphäre nicht vorhersagen. Außerdem kann man wohl für jeden Mögel-Dellinger-Effekt eine Eruption auf der Sonne als sicher annehmen, aber nicht jede Eruption hat einen Mögel-Dellinger-Effekt zur Folge.

Gelegentlich kann man auch auf den Registrierungen des Erdmagnetfeldes einen kleinen Haken gleichzeitig zum Mögel-Dellinger-Effekt beobachten. Dieser Haken ist regulär stets vorhanden, kann aber oft in der allgemeinen Unruhe des Magnetfeldes untergehen und ist dann nicht mehr eindeutig zu identifizieren. Er wird allerdings in der ursprünglichen Definition des Mögel-Dellinger-Effektes gefordert. Darum verwendet man heute bereits meist die Abkürzung SID, d. h. sudden ionospheric disturbance — plötzliche Ionosphärenstörung.

Wenn hier auch eine Vorhersage nicht möglich ist, so dürfte es doch günstig sein, die Funkdienste recht bald nach Eintritt des Mögel-Dellinger-Effektes davon zu unterrichten, damit keine falschen Schlüsse (Gerätestörungen o. ä.) gezogen werden.

Zur Demonstration wird im Bild 1 eine Feldstärkeregistrierung des Senders Norddeich auf 2,6 MHz wiedergegeben, die in Neustrelitz am 7. 4. 1957 aufgenommen wurde. Der charakteristische Feldstärkeverlauf mit steilem Abfall um 15.05 GMT und langsamem Anstieg ist deutlich zu erkennen. Die Zeitachse zählt hier von rechts nach links. In der Ordinate wird die Eingangsspannung etwa logarithmisch angezeigt.

Anomale Dämpfung

Die Störungen durch anomale Dämpfung wirken sich ganz ähnlich aus wie die Mögel-Dellinger-Effekte, nur ist ihr Beginn nicht so abrupt. Die Ursache kann auch solarer Natur sein, also ebenfalls in einer vermehrten Ultraviolettstrahlung der Sonne bestehen, die aber in diesem Fall offenbar nicht von diskreten Quellen ausgeht. Möglicherweise spielen auch terrestrische Einflüsse eine bedeutende Rolle, besonders bei den relativ häufigen Fällen von erhöhter Dämpfung im Winter. Volle Klarheit über die Ursache der anomalen Dämpfung besteht also keineswegs.

---

[1]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 17 (1956) S. 510 „Die Kurzwellenausbreitung durch Reflexion an der Ionosphäre" und Nr. 2 (1957) S. 45 „Die Prognose brauchbarer Kurzwellenbereiche".

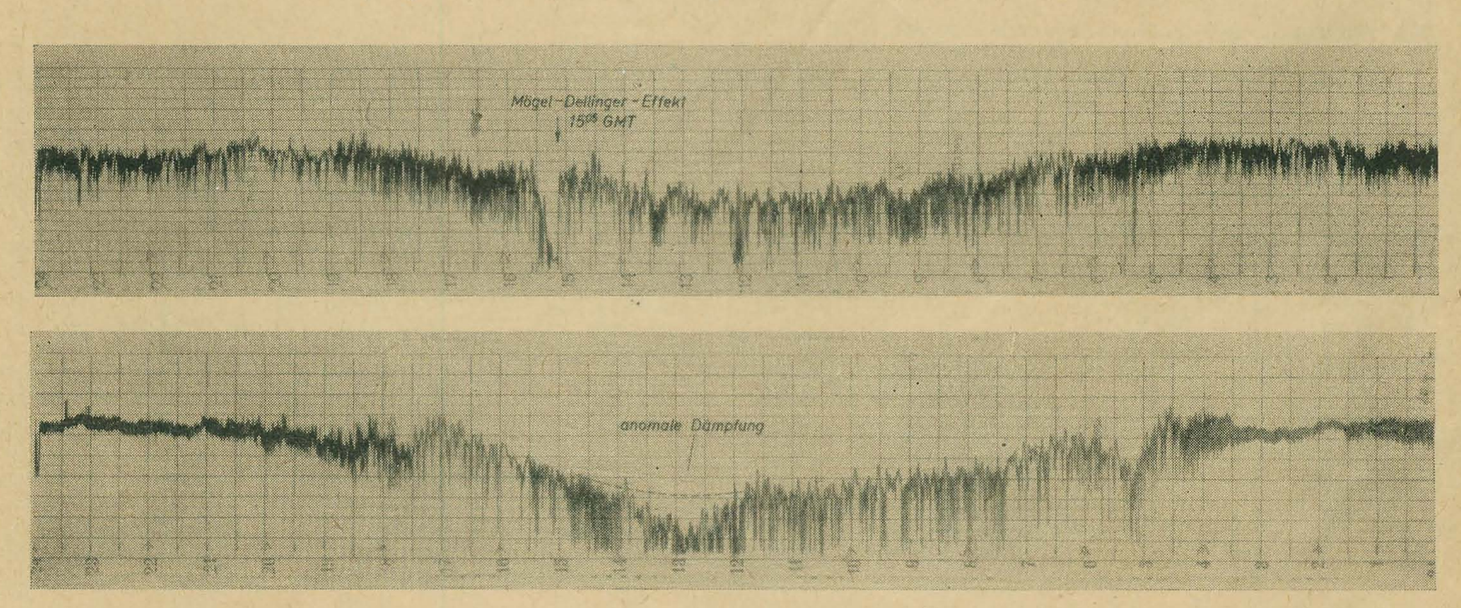


Bild 1: Feldstärkeregistrierung des Senders Norddeich auf 2,6 MHz in Neustrelitz am 7. 4. 1957 mit Mögel-Dellinger-Effekt um 15.05 GMT

Bild 2 (unten): Feldstärkeregistrierung des Senders Norddeich auf 2,6 MHz in Neustrelitz am 19. 4. 1957 mit anomaler Dämpfung

Die Wirkung der Störungen ist im allgemeinen nicht so einschneidend wie die der Mögel-Dellinger-Effekte, es steigen normalerweise nur die unteren Grenzen der Bereiche brauchbarer Frequenzen über die in den Vorhersagen angegebenen Werte an. Der Einsatz der anomalen Dämpfung kann durch Feldstärkeregistrierungen verhältnismäßig rasch erkannt werden. Bei schneller Nachrichtenübermittlung kann dann meist, noch ehe die Verbindungen abreißen, ein Übergang zu höheren, weniger stark gedämpften Frequenzen empfohlen und vereinbart werden. Im Winter kommen diese Fälle „erhöhter Dämpfung" — auch „Ausreißer" genannt — so häufig vor, daß man die unteren Grenzen der brauchbaren Bereiche von vornherein erhöht ansetzt, so daß die Ausreißer in den meisten Fällen aufgefangen werden, d. h. innerhalb der einkalkulierten Toleranz liegen. In diesem Fall sind sie dann natürlich nicht mehr als Störungen anzusehen. Als Beispiel einer „anomalen Dämpfung" wird eine Registrierung des Senders Norddeich auf 2,6 MHz wiedergegeben (Bild 2), aufgenommen am 19. 4. 1957. Der normale Tagesgang ist durch die gestrichelte Linie angedeutet.

Sporadische E-Schicht

Die sporadische E-Schicht wurde bereits in den unter 1) (S. 546) genannten Beiträgen behandelt. Sie hat im allgemeinen — wie schon der Name andeutet — wolkenartige Struktur, ist also im eigentlichen Sinne keine zusammenhängende „Schicht". So kommt es, daß sie meist nicht direkt stört, sie reflektiert die Wellen nur partiell und läßt den Weg über die F-Schicht, der meist erwünscht ist, frei. Im Störungsfalle kommt es jedoch vor, daß sie plötzlich sehr kräftig ionisiert wird, eine kontinuierliche Untergrenze bekommt und enorm hohe Trägerdichten erhält. Dann sperrt sie natürlich den Weg über die F-Schicht. Man könnte durch eine entsprechend größere Anzahl von Reflexionen an der E-Schicht die gleiche Entfernung überbrücken wie durch die F-Reflexionen, aber dann muß die dämpfende D-Schicht so oft durchstoßen werden, daß die ankommende Feldstärke für einwandfreien Empfang nicht mehr ausreicht. Auch hier würde zunächst ein Ausweichen nach höheren Frequenzen zweckmäßig erscheinen. Leider reicht aber in vielen dieser Fälle die Abdeckung der F-Schicht durch die „Anomale E-Schicht" bis zu so hohen Frequenzen, daß man sie mit der Sendefrequenz nicht übersteigen kann. Es kommt gelegentlich vor, daß sie sogar über die F-Grenzfrequenz hinausreicht. Dann gibt es für den Funkverkehr keine weitere Möglichkeit, als auf Langwelle überzugehen.

Die Ionisationsursachen der sporadischen bzw. der anomalen E-Schicht sind noch immer nicht genau bekannt. Eine gewisse Rolle spielt dabei offenbar die Meteorionisation, doch ist es nicht ohne weiteres einzusehen. daß auf diese Art gelegentlich derartig kompakte Schichten entstehen können. Ein Teil der Erscheinungen der anomalen E-Schichten wird durch solare Korpuskeln hervorgerufen. Ihr Auftreten ist meist mit Nordlichterscheinung verbunden, und man nennt diese Schicht dann häufig Nordlicht-E-Schicht. Diese ist daran zu erkennen, daß sie später meist in größere Höhen ansteigt oder von vornherein in etwas größerer Höhe erscheint, als es dem E-Niveau entsprechen würde. Da der Korpuskeleinfall, wie im nächsten Abschnitt noch näher erläutert wird, hauptsächlich in höheren Breiten auftritt, wird die Nordlicht-E-Schicht auch vornehmlich dort beobachtet. Allerdings reicht sie auch häufig ziemlich weit nach Mitteleuropa hinein. Wegen der niedrigeren Reflexionshöhe gegenüber der F-Schicht ergeben sich zunächst entweder mehr Sprünge und damit höhere Dämpfung oder flacherer Einfall in die D-Schicht, was auch höhere Dämpfung zur Folge hat. Darüber hinaus besitzt die Nordlichtschicht meist keine scharfe Grenzfrequenz, und außerdem kommen die Echos aus verschiedenen Höhen. Damit findet keine normale Reflexion mehr statt, sondern eine Art Streuung. Bild 3 zeigt das Beispiel einer solchen Nordlichtschicht. Das Bild ist mit freundlicher Erlaubnis des Verfassers entnommen aus [1]. Bild 4 zeigt in dem Registrierstreifen eines Impulssenders auf 3,86 MHz die Registrierung einer sporadischen E-Schicht. Das Auftreten der sporadischen E-Schicht in etwa 100 km Höhe von 9.25 bis 10.15 Uhr ist deutlich zu erkennen. Dann tritt um 10.50 Uhr zunächst wieder eine sporadische E-Schicht auf, die in der Zeit von 11.30 bis 11.45 Uhr zu einer kompakten anomalen E-Schicht wird. In dieser Viertelstunde deckt sie die F-Schicht völlig ab. Es ist sogar zweifaches Echo von der E-Schicht zu erkennen. Zur Vorhersage dieser Störungen ist folgendes zu bemerken: Verdankt die störende E-Schicht ihr Entstehen nicht der solaren Korpuskelstrahlung, so sind, wie bei den vorher beschriebenen Störungsarten, keine oder nur unsichere Vorhersagen möglich. Ist sie jedoch auf Korpuskelstrahlung zurückzuführen, so kann man eine bevorstehende Störung etwa drei bis fünf Stunden vorher mit größerer Sicherheit ankündigen.

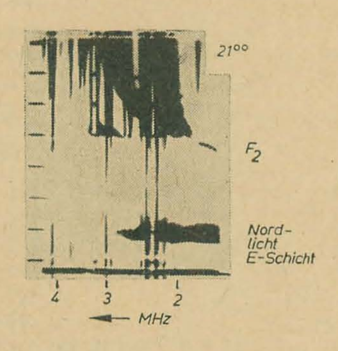


Bild 3: Durchdrehaufnahme mit Nordlicht-E-Schicht

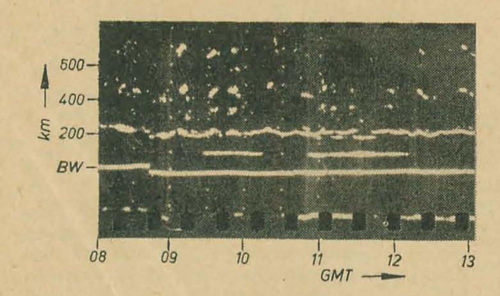


Bild 4: Festwellenregistrierung mit sporadischer E-Schicht (Impulssender 3,86 MHz in Juliusruh)

Korpuskularstörung

Diese Störungsart ist die zeitlich häufigste und einschneidendste Störung für den Kurzwellenfunk. Wie der Name sagt, wird sie durch Korpuskelstrahlung hervorgerufen. Die von der Sonne ausgehenden Korpuskeln — Ionen und Elektronen — werden annähernd radial von der Sonne abgestrahlt. Ihr Ursprung auf der Sonne liegt in gewissen Aktivitätszentren, den sogenannten M-Gebieten. Diese Gebiete sind zwar häufig, aber nicht immer mit aktiven Sonnenfleckengruppen örtlich verbunden. Der von der Sonne abgestrahlte Korpuskelstrom scheint im ganzen gesehen elektrisch neutral zu sein. Über die Entstehung und den Mechanismus der Störungen herrscht unter den Ionosphärenwissenschaftlern keineswegs Übereinstimmung. Dem Verfasser erscheint die Auffassung von Martyn-Ferraro am einleuchtendsten, die im folgenden in großen Zügen beschrieben wird.

Gelangt der quasi neutrale Korpuskelstrom in den Bereich des Erdmagnetfeldes, so erfolgt in einer Entfernung von etwa vier bis fünf Erdradien eine Ladungstrennung. Infolge des Einflusses des Erdmagnetfeldes umfließen die Korpuskeln die Erde in der Ebene des magnetischen Äquators, und zwar positive und negative Teilchen in entgegengesetzter Richtung. Hierdurch ergibt sich ein ringförmiger Strom um die Erde, der sich durch magnetische Messungen nachweisen läßt. Er bewirkt eine Änderung des Erdmagnetfeldes um etwa 20 bis 50 Gamma (1 Gamma $=10^{-5}$ Gauß). Von dem Ringstrom aus diffundieren die Korpuskeln gewissermaßen entlang der Kraftlinien des Magnetfeldes zur Erde. Damit ist auch die Zone bestimmt, in der sie auf die Erde auftreffen; je kleiner der Radius des Ringstromes, um so weiter südlich liegt die nördliche, bzw. um so weiter nördlich liegt die südliche Zone. Hier rufen die Korpuskeln verschiedene Erscheinungen hervor. Die Gasatome der Atmosphäre werden angeregt und geben die aufgenommene Energie durch Lichtemission, das sogenannte Nordlicht oder Polarlicht, wieder ab. Dann erscheint die bereits beschriebene Nordlichtschicht, hier bewirken die Korpuskeln also eine Ionisation. Schließlich wird die F-Schicht gewissermaßen aufgelöst, die Elektronenkonzentration und damit die Grenzfrequenzen sinken stark ab. Im Verlauf der Korpuskularstörung stellt man die verschiedensten Variationen fest. So beobachtet man gelegentlich vor dem Absinken der F-Grenzfrequenzen noch einmal einen Anstieg. Die Korpuskularstrahlung muß also die Trägerdichte der F-Schicht zunächst etwas erhöhen. Dieser Zustand kann mehr oder weniger lange andauern oder auch völlig ausbleiben.

Es kommt vor, daß die ganze Störung nur aus dieser Erscheinung besteht, die „positive Phase" genannt wird. In anderen Fällen löst sich hinter dem Vorhang einer Nordlichtschicht die F-Schicht gewissermaßen auf. Nach dem Verschwinden der Nordlichtschicht ist fast keine Ionisation in der F-Schicht mehr vorhanden. Auch das muß nicht notwendig eintreten, manchmal kommt nach Verschwinden der Nordlichtschicht die F-Schicht mit nur wenig verminderter Grenzfrequenz wieder zum Vorschein. Die Nordlichtschicht kann auch nur schwach ausgeprägt oder gar nicht vorhanden sein. Nach starken Störungen wird der normale Zustand der F-Schicht erst durch die Neuionisation am folgenden Tage wieder hergestellt, wenn nicht die Korpuskelstrahlung noch anhält, so daß tagelang gestörte Verhältnisse herrschen.

Die große Mannigfaltigkeit der Erscheinungen läßt erkennen, daß man keine allgemein gültige Beschreibung des Ablaufes einer kopuskular bedingten Störung geben kann. Die Störungen können so kräftig werden, daß mehrere Tage lang keinerlei Kurzwellenverkehr möglich ist. Dann müssen wichtige Nachrichten auf anderen Wegen, entweder auf Langwelle oder durch Drahtverbindungen befördert werden. Allerdings kann die Korpuskularstörung im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Störungen mit relativ guter Sicherheit etwa drei bis fünf Stunden vorher durch eine telegrafische Warnung an die Funkdienststellen angekündigt werden.

Der Aufprall der ersten Korpuskelwolke von der Sonne her ergibt einen gut erkennbaren Sprung in der Registrierung des Erdmagnetfeldes. Bild 5 (S. 548) zeigt eine Registrierung der Horizontalkomponente des Erdmagnetfeldes in Juliusruh auf Rügen. Hier ist der erwähnte Sprung — am 21. 1. 1957 etwa 13.00 Uhr GMT — mit den Buchstaben s. c. (sudden commencement = plötzlicher Einsatz) bezeichnet. Wenige Stunden später wächst die magnetische Unruhe derart an, daß die Breite des Registrierstreifens nicht mehr ausreicht, um die Amplituden voll aufzuzeichnen. Mit diesen Erscheinungen als Indikator lassen sich die Korpuskelstörungen der Ionosphäre mit erstaunlich großer Sicherheit

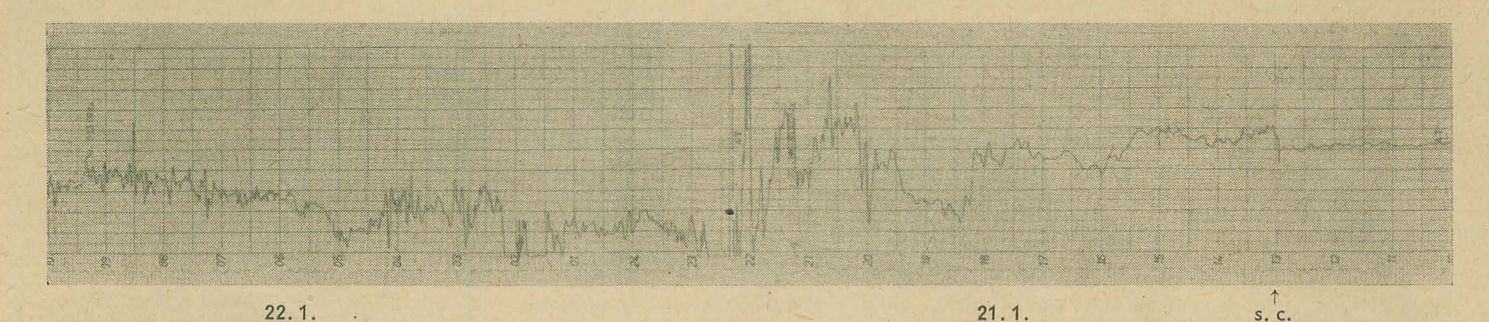


Bild 5: Registrierung der Horizontalkomponente des Erdmagnetfeldes in Juliusruh/Rügen vom 21. 1. 1957, 10.00 Uhr GMT bis 22. 1. 1957, 10.00 Uhr GMT, mit starkem erdmagnetischem Sturm

vorhersagen. Doch hat man auch schon Ausnahmen beobachtet, bei denen entweder größeren Schwankungen des Erdmagnetfeldes keine Störung der Ionosphäre folgte oder Störungen der Ionosphäre, die nicht durch magnetische Schwankungen angekündigt wurden. Meist findet man jedoch beide Erscheinungen vereinigt.

Die zu der magnetischen Registrierung gehörende Störung vom 20. bis 22. Januar 1957 ist so instruktiv, daß sie hier beschrieben und im Bild 6 in allen Einzelheiten dargestellt werden soll. Sie brachte zwar kein überragend starkes Absinken der F-Grenzfrequenzen, verdeutlicht aber die zeitliche Folge der Störerscheinungen besonders gut. Am 20. 1. wurden zuerst parallellaufend ein außerordentlich starker Ausbruch der solaren Radiostrahlung auf 20 und 3 cm Wellenlänge und anomal hohe Absorption gegen 11.00 Uhr GMT beobachtet. Etwa 26 Stunden später wurde der bereits erwähnte Sprung in der Registrierung der Horizontalkomponente des Erdmagnetfeldes festgestellt. Hieraus ließ sich eine Geschwindigkeit der Korpuskeln von etwa 1600 km/s ableiten. Gegen 20 Uhr setzten Auflösungserscheinungen der F-Schicht, Streuechos, ein. Gleichzeitig begannen die besonders starken Schwankungen des Erdmagnetfeldes. Etwa zur gleichen Zeit wurden auch an vielen Stellen Nordlichterscheinungen beobachtet. Für das Erdmagnetfeld sind im Bild 6 die sogenannten Kennziffern als Maß für die Schwankungsamplituden dargestellt, für die Störerscheinungen in der Ionosphäre selbst das Absinken der Grenzfrequenzen der F-Schicht in % gegenüber einem normalerweise zu erwartenden Mittelwert. F bedeutet dabei, daß die Echos nicht aus einer festen Schicht kommen, sondern daß in verschiedenen Höhen reflektiert wird, also sogenannte Streuechos vorliegen. In dem vorliegenden Beispiel wurde zweifellos gleichzeitig mit der Ultraviolettstrahlung, die die erhöhte Dämpfung verursachte, eine Korpuskelstrahlung ausgesandt, die dann für die weiteren Erscheinungen, wie Nordlicht, erdmagnetische und Ionosphärenstörung, verantwortlich ist. Letztere kam infolge ihrer geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit später an. Jahrelange Beobachtungen haben gezeigt, daß diese Kombination der beiden Strahlungskomponenten recht häufig ist, so daß man sogar Mögel-Dellinger-Effekte, erhöhte Dämpfung und Ausbrüche der Radiostrahlung als Indikator für Korpuskelstörungen der Ionosphäre verwendet.

Die erwähnten M-Regionen der Sonne haben oft eine Lebensdauer, die erheblich über die Dauer einer Sonnenrotation von 27 Tagen hinausgeht. Damit ist eine Wiederholungstendenz der Störungen mit einer 27tägigen Periode zu erklären. Auch hieraus ergibt sich eine Möglichkeit der Vorwarnung. Die immerhin häufige Kombination von größeren Sonnenfleckengruppen und M-Gebieten erlaubt ebenso eine optisch begründete Vorhersage, in gewissen Grenzen sogar für die sonst nicht vorherzusagenden Mögel-Dellinger-Effekte.

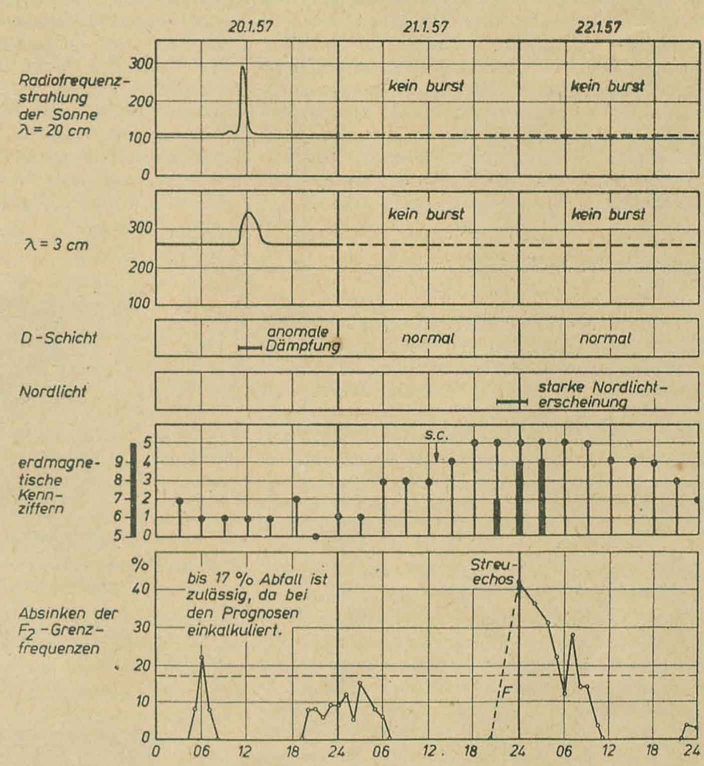


Bild 6: Zusammenstellung der Störerscheinungen vom 20. bis 21. 1. 1957

Für die zahlreichen freundlichen Hinweise und Ratschläge bei der Verfassung dieser Arbeit und auch der in 1) (S. 546) genannten Beiträge möchte ich an dieser Stelle Herrn Professor Hachenberg herzlich danken.

Literatur

Es wird an dieser Stelle für den vorliegenden sowie die unter 1) (S. 546) genannten Beiträge nur eine Auswahl der sehr zahlreichen und zum Teil auch recht umfangreichen Literatur gegeben. Auf die Wiedergabe der in diesen Aufsätzen und Büchern genannten zahlreichen Literaturstellen wird verzichtet.

[1] Rawer, K.: Die Ionosphäre, P. Noordhoff N. V., Groningen, 1953.
[2] Mitra, S. K.: The upper atmosphere, The asiatic society, Calcutta 1952.
[3] Doluchanow, M. P.: Die Ausbreitung von Funkwellen, Verlag Technik, Berlin 1956.
[4] Rawer, K.: Ausbreitungsvorhersage für Kurzwellen, AEÜ (1951) H. 4, S. 154 bis 167.
[5] Appleton, E.: Storm-phenomena in the ionosphere, AEÜ 7 (1953) S. 271 bis 273.
[6] Martin, L. H.: Ionospheric disturbance forecasting, Journ. brit. inst. Rad. engg., Juni (1953) S. 291 bis 301.
[7] Lange-Hesse, G.: Systematische Untersuchungen über den Einfluß der erdmagnetischen Unruhe auf die Tagesgrenzfrequenzen der F_2-Schicht, AEÜ 8 (1954) S. 143 bis 154.
[8] Lange-Hesse, G.: Systematische Untersuchungen über den Einfluß der erdmagnetischen Unruhe auf die Nachtgrenzfrequenzen der F_2-Schicht, AEÜ 10 (1956) S. 139 bis 144.
[9] Dr. W. Hüter: Die Ionosphäre, Methoden und Ergebnisse ihrer Erforschung, Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band III, S. 508 bis 575, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.

Weitere Beiträge über Ausbreitungsfragen finden Sie in RADIO UND FERNSEHEN, Jahrgänge 1955, 1956, lfd. Jahrgang 1957:

Die Radiometeorologie in der Deutschen Demokratischen Republik, Nr. 1 (1955) S. 2 bis 5.

Fernsehüberreichweite auf 60 MHz, Nr. 1 (1955) S. 22.

Werner Taeger: Ausbreitungsbedingungen der Ultrakurz- und Dezimeterwellen, Lehrgang Funktechnik-Fernsehrundfunk, Nr. 4 (1955) S. 122 bis 124, Nr. 5 (1955) S. 189/190, Nr. 8 (1955) S. 249/250.

F. Möhring: Kanaleinteilung der UKW- und Fernsehbänder, Nr. 3 (1956) S. 86 bis 89.

Hochfrequenztechnik in der Astronomie, Nr. 22 (1956) S. 675/676.

Dr. Udo Kühn: Die Fernsehversorgung der DDR nach einer neuen einheitlichen Frequenzplanung, Nr. 8 (1957) S. 225 bis 229.

Jens Taubenheim: Die Ionosphäre, Nr. 12 (1957) S. 380 bis 383.

Hans Volland: Das Magnetfeld der Erde, Nr. 12 (1957) S. 383 bis 388.

Hans Volland: Die Erforschung der Hochatmosphäre mit Hilfe von Raketen, Nr. 13 (1957) S. 418 bis 421.

Dr. Udo Kühn: Ein Beitrag zur Kenntnis der Ausbreitungsbedingungen in den Bändern I, II, III und IV, Nr. 14 (1957) S. 439 bis 442.

*Röhreninformation DL 96
Teil 1 siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 15 (1957)*

RÖHRENINFORMATION DL 96

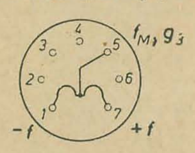
bearbeitet von Ing. Fritz Kunze — Teil 2

Heizung

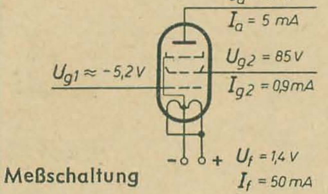
Direkt geheizte Oxydkatode für Batteriebetrieb, für Betrieb mit Gleichstrom und mit gleichgerichtetem, gesiebten Wechselstrom. Zum Vergleich sind auch die Heizdaten der Paralleltypen angegeben.

	DL 96 3 C 4 3 S 4 T	DL 92 DL 192 3 S 4[1])	2 L 34	DL 962	1 L 33[2])	1 L 34[3])	2 L 32 2П 1П	
U_f I_f	1,4 (2,8) 50 (25)	1,4 (2,8) 100 (50)	1,2 (2,4) 60 (30)	1,2 (2,4) 120 (60)	1,4 50	1,2 60	1,2 (2,4) 120 (60)	V mA
	DL 91 1 S 4	1 S 4 T	DL 93 3 A 4 DL 193	DL 963	3 L 31 3 L 35	2 L 33 2 L 35		
U_f I_f	1,4 100	1,4 50	1,4 (2,8) 200 (100)	1,2 (2,4) 200 (100)	1,4 (2,8) 100 (50)	1,2 (2,4) 120 (60)		V mA

Die in Klammern gesetzten Heizwerte beziehen sich auf eine Serienschaltung der Heizfäden; die davor stehenden Heizwerte auf eine Parallelschaltung. — Bei Parallelschaltung der Heizfäden ist Sockelstift 1 mit Stift 7 zu verbinden (s. Bild); — f kommt an Stift 5, + f an Stift 7. Bei Serienschaltung der Heizfäden dagegen kommt — f an Stift 1, + f an Stift 7.



Die Heizfadenanschlüsse



Meßschaltung

Vorläufige Daten

Meßwerte

Zum Vergleich sind die Meßwerte d. Paralleltypen angegeben:

	DL 96 3 C 4	DL 92 3 S 4	DL 192 DL 962	DL 93 3 A 4	DL 193 DL 963	DL 94 3 V 4	2 L 32 2 П 1 П	
U_a	64	67,5	67,5	135	150	90	90	V
U_{g2}	64	67,5	67,5	90	67,5	90	90	V
U_{g1}	—3,3	—7	—7	—7	—7,5	—5,1	—4,5	V
I_a	3,5	7,2	7	7,2	10	8	9,5	mA
I_{g2}	0,65	1,5	2	1,5	2,6	1,8	2,2	mA
S	1,3	1,55	1,5	1,55	2,2	2	1,5	mA/V
D_{g2}	14,3	20	20	20	20	13,7		%
R_i	170	100	100	100	90	110	100	kΩ

Der DL 92 entsprechen auch die DL 91, 1 S 4, 1 S 4 T, 3 S 4 T, 1 L 33, 1 L 34 und 2 L 34, der DL 93 die 2 L 33, 2 L 35, 3 L 31 und 3 L 35, der DL 94 die DL 95 und die 3 Q 4. Abweichungen bestehen nur jeweils in den Heizwerten (siehe die Tabelle Heizung) sowie in der Sockelschaltung.

Betriebswerte der DL 96 als Endpentode in Eintakt-A-Schaltung

a) beide Heizfäden parallel geschaltet
$U_f = 1,4$ V, $I_f = 50$ mA

Batteriespannung	U_b	90		67,5		V
Anodenspannung	U_a	85		64		V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	85		64		V
Gittervorspannung	U_{g1}	—5,2		—3,3		V
Außenwiderstand	R_a	13		15		kΩ
Gitterwechselspannung	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$	0	3,5	0	2,6	V
Anodenstrom	I_a	5	5,3	3,5	3,7	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	0,9	1,5	0,65	1,04	mA
Steilheit	S	1,4		1,3		mA/V
Innenwiderstand	R_i	150		170		kΩ
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	0	200	0	100	mW
hierbei Klirrfaktor	k	0	10	0	10	%
Empfindlichkeit (50 mW)	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$	1,5		1,6		V

b) beide Heizfäden hintereinander geschaltet
$U_f = 2,8$ V, $I_f = 25$ mA

Anodenspannung	U_a	90		V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	90		V
Gittervorspannung	U_{g1}	—6,3		V
Anodenstrom	I_a	3,7		mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	0,7		mA
Außenwiderstand	R_a	20		kΩ
Gitterwechselspannung	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$	0	2,8	V
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	0	150	mW
hierbei Klirrfaktor	k	0	10	%
Empfindlichkeit	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$ (50 mW)	1,2		V

c) Sparschaltung, nur ein Heizfaden eingeschaltet
$U_f = 1,4$ V, $I_f = 25$ mA

Batteriespannung	U_b	90		67,5		V
Anodenspannung	U_a	85		64		V
Schirmgitterspg.	U_{g2}	85		64		V
Gittervorspannung	U_{g1}	—5,2		—3,3		V
Außenwiderstand	R_a	25		30		kΩ
Gitterwechselspg.	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$	0	3,6	0	2,6	V
Anodenstrom	I_a	2,5	2,7	1,75	1,85	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	0,45	0,75	0,33	0,5	mA
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	0	100	0	50	mW
hierbei Klirrfaktor	k	0	10	0	10	%
Empfindlichkeit	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$ (50 mW)	2,4		2,6		V

Betriebswerte für zwei DL 96 in Gegentakt-AB-Schaltung

a) alle vier Heizfäden parallel geschaltet
$U_f = 1,4$ V, $I_f = 2 \times 50$ mA

Batteriespannung	U_b	90		67,5		V
Katodenwiderstand	R_k[4])	560		470		Ω
Außenwiderstand von Anode zu Anode	$R_{a/a}$	20		20		kΩ
Gitterwechselspg.	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$	0	7,9	0	5,7	V
Anodenstrom	I_a	2 × 3,25	2 × 4,75	2 × 2,3	2 × 3,4	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2 × 0,6	2 × 1,5	2 × 0,43	2 × 0,95	mA
(Anodenspannung	U_a	93,7	91	63,3	61,8	V)
(Schirmgitterspg.	U_{g2}	93,7	91	63,3	61,8	V)
(Gittervorspannung	U_{g1}	—6,3	—9	—4,2	—5,7	V)
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	0	420	0	220	mW
Klirrfaktor	k	0	4	0	3	%
Empfindlichkeit	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$ (50 mW)	1,5		1,7		V

b) Parallelschaltung der in Serie geschalteten Heizfäden der Röhren. $U_f = 2,8$ V, $I_f = 2 \times 25$ mA

Batteriespannung	U_b	90		67,5		V
Katodenwiderstand	R_k[4])	560		470		Ω
Widerstand parallel zur negativen Heizfadenhälfte	R_f je	330		470		Ω
Außenwiderstand von Anode zu Anode	$R_{a/a}$	20		20		kΩ
Gitterwechselspg.	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$	0	7,7	0	5,6	V
Anodenstrom	I_a	2 × 2,85	2 × 4,4	2 × 1,95	2 × 3,1	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2 × 0,52	2 × 1,25	2 × 0,36	2 × 0,8	mA
(Anodenspannung	U_a	84,8	81,7	63,7	62,2	V)
(Schirmgitterspg.	U_{g2}	84,8	81,7	63,7	62,2	V)
(Gittervorspannung	U_{g1}	—5,2	—8,3	—3,8	—5,3	V)
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	0	400	0	200	mW
Klirrfaktor	k	0	4	0	3,6	%
Empfindlichkeit	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$ (50 mW)	1,5		2		V

Betriebswerte für zwei DL 96 in Gegentakt-B-Schaltung

Alle vier Heizfäden parallel geschaltet
$U_f = 1,4$ V, $I_f = 2 \times 50$ mA

Batteriespannung	U_b	90		67,5		V
Anodenspannung	U_a	81,5		61,5		V
Schirmgitterspg.	U_{g2}	81,5		61,5		V
Gittervorspannung	U_{g1}	—8,5		—5,8		V
Außenwiderstand von Anode zu Anode	$R_{a/a}$	16		20		kΩ
Gitterwechselspg.	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$	0	7,9	0	5,7	V
Anodenstrom	I_a	2 × 1	2 × 5	2 × 0,75	2 × 3,4	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2 × 0,18	2 × 1,3	2 × 0,14	2 × 0,95	mA
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	0	440	0	220	mW
Klirrfaktor	k	0	2,6	0	3	%
Empfindlichkeit	$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$ (50 mW)	2,8		2,75		V

Zum Vergleich folgen die Betriebswerte der Paralleltypen als Eintakt-A-Verstärker

	DL 92		DL 192	DL 93	DL 193	DL 94	
U_b	90	67,5				90	V
U_a	84	61	67,5	135	150	86	V
U_{g2}	67	61	67,5	90	67,5	86	V
U_{g1}	—6,5	—6	—7	—7,5	—7,5	—4,5	V
I_a	8	6,6	7	14,8	10	8	mA
I_{g2}	1,7	1,4	2	2,6	2,6	1,8	mA
R_a	7	7	5	8	12	8	kΩ
$\mathfrak{u}_{g1\,eff}$	4,4	3,8	4,5	4,5	4,5	4	V
$\mathfrak{N}_{(k=10\%)}$	165	105	150	600	630	280	mW

[1]) Gleiche Heizwerte haben noch die DL 94 = 3 V 4, DL 95 = 3 Q 4.
[2]) Nach anderer Angabe von Tesla beträgt bei der 1 L 33 I_f = 25 mA.
[3]) Nach anderen Angaben beträgt bei der 1 L 34 I_f = 30 mA.
[4]) Der Katodenwiderstand liegt in der gemeinsamen Minusleitung des Empfängers. Er wird also nicht nur von den Anoden- und Schirmgitterströmen der Endröhren, sondern auch von den Anoden- und Schirmgitterströmen der Vorröhren durchflossen. Für letztere ist bei der Berechnung der Katodenwiderstände eine $\Sigma I_a + I_{g2} = 3,5$ mA angenommen.

Kapazitäten der DL 96

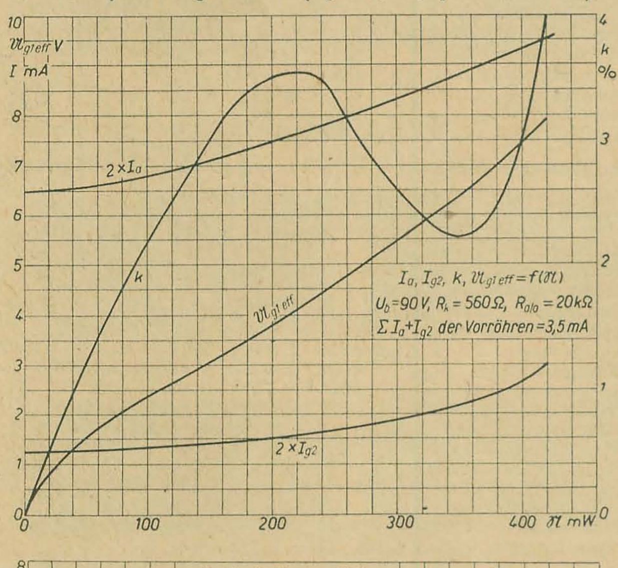
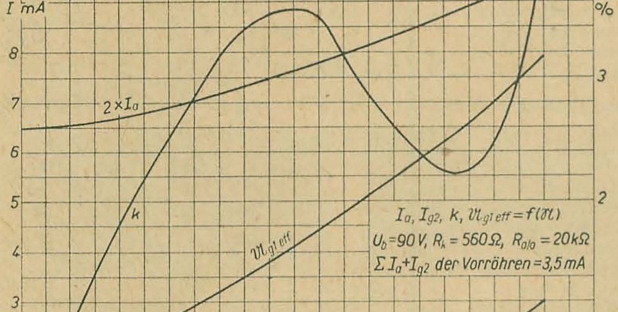
Eingang	c_e	ca. 4,9	pF
Ausgang	c_a	ca. 4,4	pF
Gitter — Anode	$c_{g1/a}$	≦ 0,4	pF

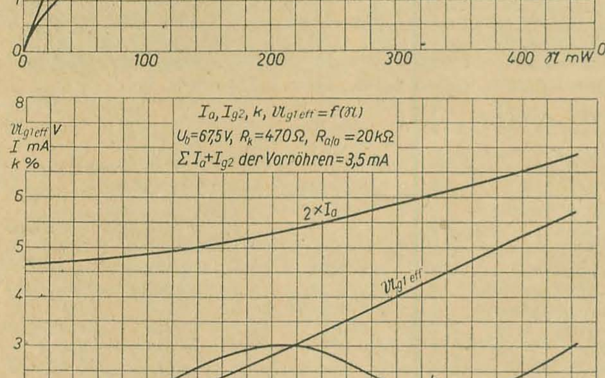
Grenzwerte der DL 96

Anodenspannung	$U_{a\,max}$	110	V
Anodenverlustleistung	$Q_{a\,max}$	0,6	W
Schirmgitterspannung	$U_{g2\,max}$	110	V
Schirmgitterbelastung	$N_{g2\,max}$	0,2	W
Katodenstrom			
Heizfäden parallel	$I_{k\,max}$	6	mA
nur ein Faden	$I_{k\,max}$	3	mA
Heizfäden in Serie	$I_{k\,max}$	4,5	mA
Gitterableitwiderstand	$R_{g1\,max}$	2	MΩ
Gitterstromeinsatz (I_{g1} ≦ 0,3 μA)	U_{ge}	0	V

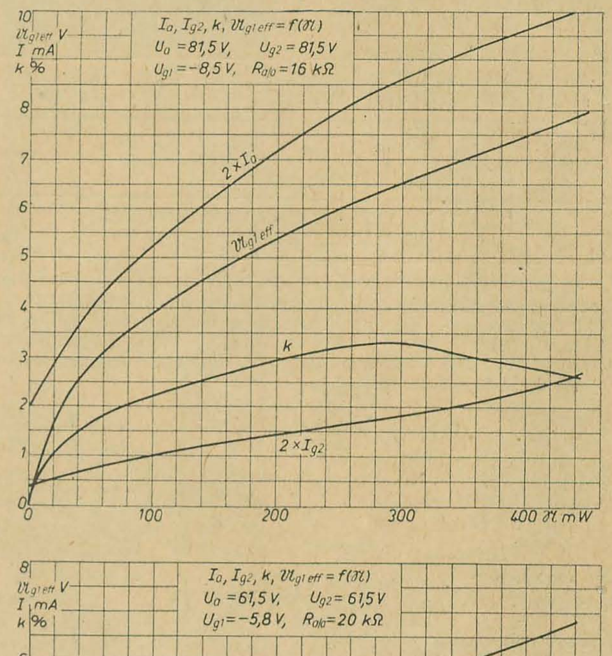
Klirrfaktorkurven

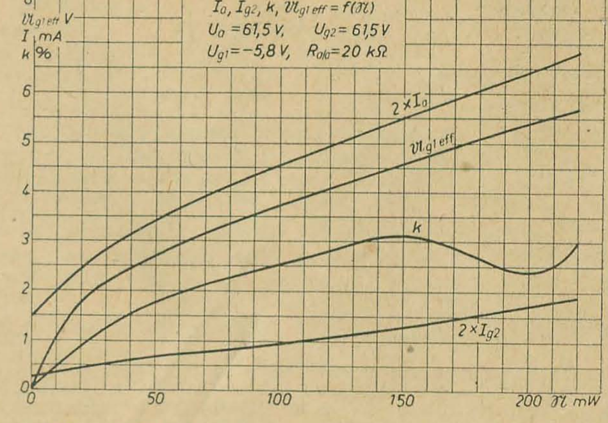
Gegentakt-AB-Betrieb mit zwei Röhren DL 96
Heizfäden parallel geschaltet (U_f = 1,4 V, I_f = 2 × 50 mA)

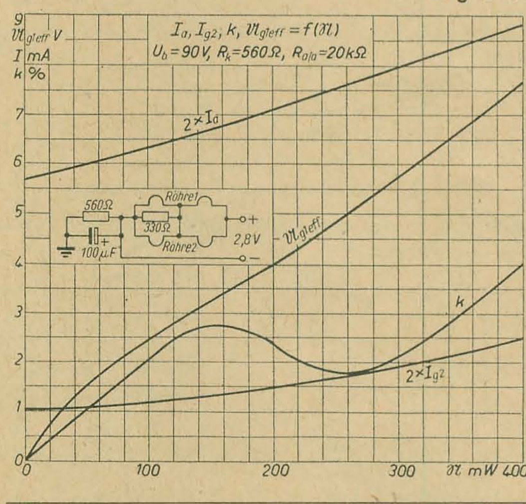


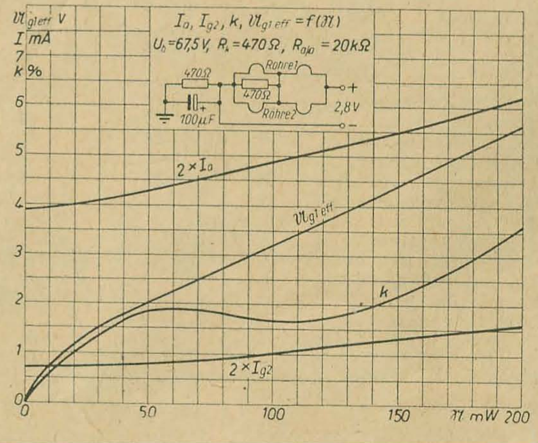
Gegentakt-B-Betrieb mit zwei Röhren DL 96
Heizfäden parallel geschaltet (U_f = 1,4 V, I_f = 2 × 50 mA)





Gegentakt-AB-Betrieb mit zwei Röhren DL 96





Parallelschaltung der in Serie geschalteten Heizfäden jeder Röhre (U_f = 2,8 V, I_f = 2 × 25 mA) Nur für Batterieheizung

Berichtigung

Zu der Röhreninformation „Prinzipielles über die Heizung von Batterieröhren" in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9 (1957) S. 287 wird vom VEB Röhrenwerk „Anna Seghers", Neuhaus am Rennweg, darauf hingewiesen, daß jetzt auch die Röhren der 191er-D-Serie mit einem Wolframfaden und nicht mit Nickelfaden, wie die Röhren der 91er Serie, ausgerüstet sind. Infolgedessen sind die 191-D-Röhren jetzt auch für den Betrieb mit Nickel-Eisen- und Nickel-Kadmium-Sammler zugelassen. Selbstverständlich muß bei einem Betrieb mit U_f = 1,2 ... 1,25 V damit gerechnet werden, daß die für U_f = 1,4 V propagierten Betriebswerte nicht erreicht werden. Trotzdem sind diese Röhren aber auch noch bei U_f = 1,2 V betriebsfähig. Falls die gleichen Werte wie bei U_f = 1,4 V gewünscht werden, sind die Röhren der 960er Reihe zu verwenden.

Literaturkritik und Bibliographie

Heinz Mann

Fernsehtechnik

Band I

Fachbuchverlag Leipzig

233 Seiten, 274 Bilder, DIN C 5, Kunstleder 16,50 DM

In der Funktechnik hat sich die Fernsehtechnik zu einem umfangreichen Spezialgebiet entwickelt und verlangt vom Entwicklungsingenieur, den Konstrukteuren und Technikern der Sender- und Empfängerbetreuung ein gut fundiertes Fachwissen, um die elektrischen Vorgänge zu verstehen und praktisch anzuwenden. Heinz Mann hat auf Grund des umfangreichen Stoffes zwei Bände vorgesehen. Der Band I umfaßt die allgemeinen Grundlagen und Elemente der Fernsehtechnik, während der 2. Band die schaltungstechnische Seite der Fernsehsender und -empfänger behandeln soll.
Im vorliegenden Band I hat es der Verfasser verstanden, technisch und physikalisch die Grundlagen des Fernsehens ausgezeichnet zu erklären. Der dargebotene Stoff ist so ausführlich erläutert, daß der Ingenieur aus der mathematischen Ableitung die elektrischen Vorgänge erkennt, aber auch der weniger geschulte Fernsehtechniker oder Mechaniker die Zusammenhänge versteht und sich die Gesetze und die Technik des Fernsehens im Selbststudium aneignen kann.
Wie üblich beginnt das Buch im Abschnitt 1 mit der Bildfeldzerlegung auf mechanischem und elektrischem Wege. Weiter werden behandelt das erforderliche Frequenzband zur Übertragung, die Wahl der Trägerfrequenz und die Ausbreitung der Ultrakurzwellen. Interessant und bisher noch wenig veröffentlicht die Voraussetzungen für Überreichweiten und die meteorologischen Einflüsse auf die Ausbreitung der Ultrakurzwellen. Im 2. Abschnitt werden die Fernsehnormen für die Bildzerlegung, die Kanalbreite und die Impulse eingehend erläutert. Weiterhin werden an Hand des Blockschaltbildes der Parallel- und Intercarrierfernsehempfänger mit den technischen Daten besprochen, Vor- und Nachteile werden erklärt. Der sehr umfangreiche 3. Abschnitt (107 Seiten) befaßt sich mit den Bildaufnahme- und Bildwiedergaberöhren. Die Ablenkung und Fokussierung des Elektronenstrahles im elektrischen und magnetischen Feld wird ausführlich rechnerisch abgeleitet. Die Wirkungsweise der Ionenfalle und der Vorteil von metallhinterlegten Bildröhren wird beleuchtet. Besonders wichtig für den Praktiker ist die Berechnung von Ablenksystemen. Im gleichen Kapitel werden auch die Fernsehprojektionsempfänger behandelt, wobei auf die zu beachtenden optischen Gesetze der Linsensysteme eingegangen wird. Der Abschnitt wird durch eine Zusammenstellung und Erklärung der physikalischen und elektrischen Funktion der Bildfängerröhre vom Ikonoskop bis zum Vidikon abgeschlossen. Der 4. Abschnitt macht den Leser mit den verschiedenen Möglichkeiten der Impulserzeugung und Ablenkschaltung mit Multivibrator, Sperrschwinger, Thyratron, Schaltungen und deren Abwandlung bekannt. Ein Multivibrator wird durchgerechnet. Gleichzeitig wird dabei die Umwandlung von Rechteckimpulsen in Sägezahnspannungen erklärt. Im weiteren folgen theoretische Grundlagen über die Erzeugung von Sägezahnströmen mit Spuleninduktivitäten und Schaltungen für die Bild- und Zeilenablenkung, wobei die Zeilenablenkschaltung mit Spardiode in der Erklärung besonders wichtig ist. Abschließend werden noch die Stabilisierungsmöglichkeiten der Zeilenablenkstufen durch Phasendiskriminator und Schwungradsynchronisation behandelt. Der forschende Fernsehtechniker findet im Anhang ein umfangreiches Quellenverzeichnis, es ist jedoch fraglich, ob dieses Material für jedermann zur Verfügung steht.
Über das Werk ist abschließend zu sagen, daß es eine große Lücke in unserer Fachliteratur schließt, da kaum entsprechende Fachbücher für die Schulung unserer jungen Ingenieure zur Verfügung stehen, und dieses Buch für diesen Zweck geeignet ist. Die schwierigen elektrischen fernsehtechnischen Vorgänge werden mit ausführlichem Text und klarer Bebilderung so verständlich erläutert, daß der Leser nach dem Studium dieses Buches die Theorie des Fernsehens voll beherrschen kann.
Der Praktiker der Fernsehempfangstechnik vermißt jedoch als Auswertung der jeweiligen Ableitung z. B. beim Ablenksystem die Anwendung der Erkenntnisse bei der Durchrechnung eines praktisch angewendeten Ablenksystems für 70°- bzw. 90°-Ablenkwinkel. Weiterhin würden auch bei den Ablenkgeneratoren praktische Ausführungen und die Dimensionierung der Schaltung die theoretische Erklärung bedeutend festigen. Bei den Schaltungsauszügen bzw. ausgeführter Kippschaltung ist es schade, daß nicht die modernen Schaltungen der zur Zeit in Deutschland gefertigten Fernsehempfänger herangezogen wurden. Die theoretische Abhandlung der Videostufe, Impulsregelung sowie Rücklauf und Störaustastung hätten das Werk in sich noch besser abgerundet.
Wir hoffen, daß recht bald der 2. Band herauskommt, der sicherlich insbesondere die praktische Anwendung der theoretischen Grundlagen in der Schaltungstechnik des vorliegenden Buches beinhaltet. *Werner*

Otto Morgenroth

Radio allgemeinverständlich

Fachbuchverlag Leipzig, 1956

142 Seiten, 122 Bilder, DIN A 5, Halbleinen 7,80 DM

Mit diesem Buch wird dem Rundfunkfachverkäufer gewissermaßen sein Arbeits- und Betätigungsgebiet auf technischer Ebene erschlossen. Eine kurze geschichtliche Rückschau, einige Grundbegriffe der Elektrotechnik, Beschreibungen von Geräten und Bauelementen sowie kurze Betrachtungen über Antennen, Ausbreitung der Rundfunkwellen und auftretende Störungen, Fehlersuche, Garantiefragen usw. werden in einfacher, leichtverständlicher Weise behandelt. Zur weiteren Orientierung dienen ein umfangreiches Radiolexikon und zahlreiche zum Teil tabellarische Angaben. In seiner Art spricht dieses Buch auch interessierte Laien, Rundfunkmechanikerlehrlinge und die bastelfreudige Jugend an. Bei einer Neuauflage sollte man einige Druckfehler berichtigen. *Gerhardt*

Dr. Walther Burstyn

Elektrische Kontakte und Schaltvorgänge Grundlagen für den Praktiker

4., verbesserte und erweiterte Auflage

Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1956

110 Seiten, 92 Bilder, 9,— DM

Es gibt in der Elektrotechnik nur wenige Geräte, in denen nicht irgendwie elektrische Kontakte oder Schaltvorgänge eine Rolle spielen. Weit größer dürfte sogar die Zahl der Geräte sein, in denen Kontakte und Schaltvorgänge funktionsbestimmend sind. Man sollte daher erwarten, daß die Literatur auf diesem Gebiet sehr umfangreich wäre, zumal die auf diesem Fachgebiet auftretenden Probleme seit rund achtzig Jahren Gegenstand der Forschung und Entwicklung sind. Leider gibt es jedoch im deutschen Schrifttum m. W. nur drei Autoren, die ein Buch über dieses Thema geschrieben haben: Rüdenberg, Holm und Burstyn.
In den Lehrbüchern der Elektrotechnik werden die physikalischen Grundlagen der Kontakte und Schaltvorgänge ebenfalls äußerst selten behandelt. In Zeitschriften findet man Aufsätze zu Themen auf diesem Gebiet nur sehr verstreut. So entspricht es durchaus dem Bedürfnis der Praxis, wenn das Buch von Burstyn seit 1937 mit Abständen von fünf, acht und sechs Jahren nun zum vierten Male aufgelegt wurde.
In dem rund 100 Seiten starken Buch werden zunächst auf 60 Seiten folgende Themen behandelt: Allgemeines — Das Ausschalten von Gleichstrom bei den verschiedenen Arten von Schaltkreisen (A. Ohmkreis, B. Induktiver Kreis, C. Kapazitiver Kreis) — Das Ausschalten von Wechselstrom (A. Ohmkreis, B. Induktiver Kreis, C. Kapazitiver Kreis) — Das Einschalten von Stromkreisen. Zwei Drittel des Buches werden der Behandlung der bei Schaltern und Schaltvorgängen störenden Erscheinungen gewidmet: Übergangswiderstände — Prellen, Schweben, Schweißen, elektrostatische Selbstunterbrechung — Die Abnutzung von Druckkontakten bei Gleichstrom und bei Wechselstrom — Die Abnutzung von Schleifkontakten u. a.
Ein für den Praktiker sehr wichtiges Gebiet, die Kontaktstoffe, wird leider zu knapp behandelt (6 Seiten). Denn die meisten Fehler, die in der Industrie bei Schaltern und Relais gemacht werden, sind erfahrungsgemäß auf die Wahl und Verwendung unzweckmäßiger Kontaktstoffe zurückzuführen.
Es wäre sicher auch zweckmäßig gewesen, ein Kapitel über Messungen an Schaltern und Kontakten einzufügen, z. B. Messung der Übergangswiderstände an Kontakten, Messung des Nenneinschaltvermögens und Nennausschaltvermögens, Feststellung der zulässigen Schaltzahl und Schalthäufigkeit.
Bücher für den Praktiker werden meistens in der Weise benutzt, daß sporadisch dieses oder jenes im Augenblick interessierende Kapitel durchgelesen wird. Selten nimmt man sich die Zeit, das ganze Buch kapitelweise zu studieren. Bei dem vorliegenden Buch von Burstyn sollte jedoch auch der beschäftigtste Praktiker zum eigenen Nutzen unbedingt eine Ausnahme machen und es so sorgfältig studieren, wie es geschrieben wurde. Der Erfolg bei der Anwendung des erworbenen Wissens in der Praxis lohnt diese kleine Mühe unbedingt. Das Buch liest sich durch seinen klaren Stil, die knappe Benutzung mathematischer Hilfsmittel, den guten Druck und die sich auf das Wesentliche beschränkenden bildlichen Darstellungen auch für den Anfänger sehr angenehm. Da man in der Praxis oft zu diesem Buch greifen wird, wünscht man sich nur einen festeren Einband.
In keinem technischen Kabinett, in keiner Betriebsbücherei der Elektroindustrie sollte dieses Buch fehlen. *Wunderlich*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Elektronische Meß- und Steuergeräte in USA

Heft 44 des Rationalisierungs-Kuratoriums der Deutschen Wirtschaft

Carl Hanser Verlag, München, 1956

41 Seiten, 12 Bilder, 2 Tafeln, kart. 4,60 DM

Die Broschüre enthält den Bericht einer Gruppe von vier Vertretern der deutschen Industrie und Wissenschaft, die im Herbst 1954 auf einer sechswöchigen Studienreise in den USA 16 Firmen, die sich mit der Herstellung elektronischer Meß- und Steuergeräte befassen, und acht Institute, die diese Geräte anwenden, besuchte. Elektronische Meß- und Steuergeräte wurden im Jahre 1953 von 1800 Instrumentenfirmen gebaut, die allein im letzten Jahre 1675 neue Geräte auf den Markt brachten. Unter den besuchten Herstellerfirmen befanden sich auch in Deutschland gut bekannte Unternehmen, wie Hathaway Instrument Company, Beckman Instruments, Inc., General Electric Company, Leeds & Northrup Company, Minneapolis-Honneywell Regulator Company, unter den Forschungsinstituten beispielsweise: Massachusetts Institute of Technology, U.S. National Bureau of Standards.
Im Vordergrund des Interesses der deutschen Studiengruppe stand die elektronische Meßtechnik, die in den Vereinigten Staaten außerordentlich entwickelt ist und teilweise Geräte auf den Markt bringt, die es woanders noch nicht gibt, beispielsweise Dekadenzähler mit hoher Zählgeschwindigkeit, Fotozellen für kleinste Lichtmengen usw.
Im Bericht wird weiter auf technische Einzelheiten elektronischer Meßverfahren eingegangen, und zwar auf dem Gebiet der Analysenverfahren, colorimetrischen Spektralfotometer, Infrarotgeräte, von denen in den USA zur Zeit etwa 35000 Stück in Betrieb sind und die hauptsächlich für die Analyse organischer Stoffgemische eingesetzt werden, Spektrografen, Spektrometer, Trübungsmesser usw. Besonders ausführlich wird über die Spektrografen berichtet, ein-

schließlich der Röntgenspektrografie. Verwendet werden Flammenfotometer, Fluoreszenzmesser, Lichtreflexionsmesser, Massenspektrografen und kernmagnetische Resonanzspektroskope.
Für die Registrierung von Meßwerten werden elektronische Kompensationsschreiber und Lichtstrahloszillografen verwendet. Die zahlenregistrierenden Verfahren mit Analog-Digitalumsetzung werden ausführlich besprochen.
Ein besonderer Abschnitt ist der wirtschaftlichen Bedeutung der elektronischen Meßverfahren gewidmet.
Seit Kriegsende ist die Zahl der herstellenden Firmen in den Vereinigten Staaten um 50% gestiegen. Der Umsatz der Firmen liegt im Durchschnitt bei 3 bis 5 Mill. Dollar im Jahr. Die Betriebe haben im Durchschnitt 500 bis 700 Beschäftigte. Erstaunlich war den Berichterstattern die Form der Zusammenarbeit selbst mit Konkurrenzfirmen. So wird von einer Firma für Spektrografen berichtet, daß ein neu eingetretener Optiker eine Informationsreise zu verschiedenen anderen derartigen Spektrografen-Firmen unternahm und die dort angewandten Methoden der Herstellung von hochwertigen optischen Gläsern studiert hat, um anschließend in seiner eigenen Firma solche Gläser herzustellen.
Für die Abnehmer der Geräte wird ein ausgezeichneter technischer Beratungsdienst aufgebaut. Es finden Kurse von zehntägiger Dauer statt, die in strenger Internatsform durchgeführt werden.
Ein weiterer Abschnitt wird den Organisationsfragen bei der Anwendung elektronischer Analysenverfahren gewidmet. Diese Verfahren konnten besonders gut bei der Besichtigung der Institute studiert werden. Es wird Wert darauf gelegt, daß die teueren Geräte tatsächlich nach Möglichkeit Tag und Nacht benutzt werden, was eine besonders gute Organisation und Zusammenarbeit der Institute voraussetzt. In den Vereinigten Staaten sind etwa 450 Elektronenmikroskope in Betrieb, während in Deutschland die Zahl der in Betrieb befindlichen Elektronenmikroskope von den Berichterstattern auf etwa 60 Stück geschätzt wird.
Abschließend wird von den Berichterstattern festgestellt, daß die Instrumentierung der Forschungsinstitute und Laboratorien in den Vereinigten Staaten wesentlich weiter vorangeschritten ist als in Deutschland.
Das besprochene Heft des Rationalisierungs-Kuratoriums der Deutschen Wirtschaft, das im April 1956 in Frankfurt erschienen ist, zieht lediglich Vergleiche mit Westdeutschland, das für die Berichterstatter offenbar identisch mit Gesamtdeutschland ist. Auf die Verhältnisse in der Deutschen Demokratischen Republik wird nicht eingegangen.
Insbesondere werden die beachtlichen Erfolge von Zeiss, Jena, auf dem Gebiete der Spektrografie und Spektrometrie nicht erwähnt. Auf Grund der großzügigen Bereitstellung von Mitteln für die Forschungsinstitute der Deutschen Demokratischen Republik dürften manche Vergleiche, die mit Westdeutschland in diesem Buch gezogen werden, nicht unmittelbar auf die Deutsche Demokratische Republik übertragen werden können. Eines steht freilich fest, daß die Zahl der elektronischen Meß- und Steuergeräte auch in der Deutschen Demokratischen Republik bei weitem nicht so groß ist, wie in den USA. Deshalb dürfte auch das Heft für die interessierten Kreise der Deutschen Demokratischen Republik besonders wertvoll sein, um auf technisch-organisatorischem und wirtschaftlichem Gebiet Vergleiche zu ziehen und Anregungen zu erhalten.

Hornauer

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Heinz Richter

Atomstrahlen — Geigerzähler

Wesen und Anwendung radioaktiver Strahlen
Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1957
213 Seiten, 76 Bilder, 12 Tafeln, 12,— DM

Es war fast zu erwarten, ein Buch über diesen neuesten und aktuellsten Zweig der Elektronik aus der Feder des durch seine populärwissenschaftlichen Veröffentlichungen bekannten Verfassers zu erhalten. Der Inhalt gliedert sich auf in einige prinzipielle Ausführungen (Atomaufbau, Radioaktivität, elektronische Strahlungserzeuger, Maßeinheiten, Geiger-Müller-Zählrohre, Zählschaltungen), die Beschreibung einer Anzahl vom Verfasser selbst durchgeführter Versuche und schließlich ein Kapitel über mögliche Anwendungen der Radioaktivität in Technik und Wissenschaft. Dazu ist nicht viel zu sagen. Es gibt in diesem Genre auch in der DDR gute Bücher. Interessant sind aber die praktischen Versuche des Verfassers. Sie erscheinen zwar zum Teil etwas „an den Haaren herbeigezogen", geben jedoch einen Einblick in die vielfältigen Möglichkeiten, die der (mit Geld versehene) Bastler und Amateur in der Bundesrepublik hat, auch auf diesem Gebiet zu experimentieren. Diese Sache hat natürlich zwei Seiten: eine positive (denn Probieren geht über Studieren!) und eine negative, denn die Reklametexte mancher westdeutschen Großfirmen, die in irgendeiner Verbindung mit Strahlenschutz und Isotopenanwendung stehen, lassen deutlich erkennen, auf welcher Basis der Aufschwung dieser neuen Technik dort vonstatten geht.
Die Darstellung läßt, für den vorgesehenen Leserkreis betrachtet, kaum zu wünschen übrig: mitunter recht breit und viele Wiederholungen, vereinzelt leider fehlende Prägnanz und (trotz der Breite) keine Tiefe, auch keine populärwissenschaftliche. Kein Grund jedoch für den westdeutschen Leser, nicht zu dem Buch zu greifen, wenn er sich orientieren will.
Ein Hinweis: Auch wenn ein Verfasser sich von der Politik fernhalten will, sollte er sich an Tatsachen halten. Das erste Atomkraftwerk wurde in der Sowjetunion und nicht in England in Betrieb genommen (Seite 40). Diese Feststellung hat nichts mit „Ostblock-Chauvinismus" zu tun; wohl aber könnte die nicht der Wahrheit entsprechende Behauptung des Gegenteils als bewußte politische Taktik aufgefaßt werden.
Das Schlußwort des Buches befaßt sich mit der Atombombe. Schließen wir uns dem Wunsche des Verfassers an, daß der Personenkreis der Atombombenspezialisten eines Tages seine Kraft ausschließlich in den Dienst der friedlichen Anwendung der Atomenergie stellen möge. Denn — wie es im Satz zuvor heißt — „... Wie nun die aktiven Stoffe in der Atombombe zusammengesetzt sein müssen und welche Maßnahmen man zu ergreifen hat, um eine schnelle Kettenreaktion auszulösen — darüber wissen nur wenige eingeweihte Spezialisten Bescheid ..." Das stimmt: Wie sie im einzelnen funktioniert, das wissen nur wenige. Was sie anrichten kann, das hat sich seit Hiroshima und Nagasaki herumgesprochen. Und diese Kenntnis dürfte genügen, um eine eindeutige Meinung zum Atombombenproblem zu haben. Die Atombombe darf nicht das Schlußwort der technischen Entwicklung sein. Wir müssen sie zu einem verunglückten Satz der Vorrede im Buche des menschlichen Fortschritts machen.

Kuckelt

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Herausgeber: J. Wosnik

Nachrichtentechnik

Nachrichtentechnische Fachberichte
Band 6 (1957)
F. Vieweg & Sohn, Braunschweig
188 Seiten, 261 Bilder, 18 Tafeln, DIN A 4, 18,— DM

Im Rahmen der 49. VDE-Hauptversammlung vom 9. bis 15. September 1956 in Frankfurt am Main hielt die NTG eine Fachtagung ab. Die nachrichtentechnischen Fachvorträge der nachstehenden Themengruppen wurden im Band 6 der NTF veröffentlicht:
Theorie der Signale,
Verkehr und Betrieb in der Vermittlungstechnik,
Richtfunksysteme für breite Frequenzbänder und Einzelprobleme der Funktechnik,
Miniaturtechnik und ihre Bauelemente.
Es ist natürlich unmöglich, im Rahmen einer kurzen Buchbesprechung auf den Inhalt der 40 innerhalb dieser Themengruppen von namhaften Spezialisten des In- und Auslandes gehaltenen Vorträge und der teilweise sehr interessanten Diskussionen im einzelnen einzugehen. Es kann jedem Fachkollegen nur empfohlen werden, diese Veröffentlichungen zu studieren, die den derzeitigen Stand der Nachrichtentechnik widerspiegeln und die „Technik von morgen" erkennen lassen.
Beispielsweise hat J. Peters über die Redundanz bei Doppelseitenbandübertragung berichtet, H. Marko über die von zeitlich aufeinanderfolgenden Signalen. Der von C. E. Shannon geplante Vortrag über eine geometrische Veranschaulichung der informationstechnischen Begriffe Nachrichtenvolumen und Kanalkapazität wurde von E. R. Kretzmer interpretiert. G. Bosse behandelte die Irrelevanz beim Codieren von Mehrfach-TF-Signalen und E. R. Kretzmer die relevanten Amplitudenstufen bei der Bildübertragung. Ebenso brachten die Vorträge der übrigen Themengruppen zahlreiche neue Erkenntnisse und wertvolle Hinweise für die künftige Entwicklung von Geräten der Nachrichtentechnik.

Dr. Henkler

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

i.c.w. — interrupted continuous waves = ungedämpfte unmodulierte, jedoch getastete Wellen

ID — Inner Diameter = Innendurchmesser

id. — idem = dasselbe

IDC — Instantaneous Deviation Control = unverzögerte Phasenhubregelung

IDF — indicating direction finder = Sichtpeiler

i.e. — id est = d. h. (das heißt), sozusagen

IEC — International Electrotechnical Commission = Internationale Elektrotechnische Kommission (= CEI)

IEE — Institution of Electrical Engineers = Verband britischer Elektroingenieure

IES — Illuminating Engineering Society = Verband der Beleuchtungsingenieure

IF, if, i-f, i.f., i/f — intermediate frequency = Zwischenfrequenz (= ZF, Zf)

IFF — Identification Friend or Foe = Radar: System zur Erkennung von Freund oder Feind

IFRB — International Frequency Registration Board = Internationaler Ausschuß zur Frequenzregistrierung (des Internat. Fernmeldevereins)

IGEC — International General Electric Company Inc. = Internationale Elektrizitäts-Gesellschaft AG (New York)

IGM — Gummi-Innenkabel mit Bleimantel

IGO — Impulse Governed Oscillator = impulssynchronisierter Oszillator

IGT — Incoming Trunk Multiple = ankommendes Bündel

i.hp. — indicated horsepower = indizierte PS

IJJU — Intentional Jitter Jammer Unit = Radargerät mit einer Entstöreinrichtung gegen fremde Störungen

IKZ — Impulskennzeichen

ILAS — Instrument Landing Approach System = Instrumentenlandeverfahren, Blindlandeverfahren

ILS — Instrument Landing System = Instrumentenlandeverfahren

IMCO — Intergovernmental Maritime Consultative Organization = besondere Einrichtung der UN mit beratender Tätigkeit in Fragen der Seefahrt

IMF — internal magnetic focus tube = Katodenstrahlröhre mit magnetischer Fokussierung

IMO — International Meteorological Organization = Internationale Wetterdienstorganisation

IMRAMN — International Meeting on Radio Aids to Marine Navigation = Internationale Tagung über funktechnische Hilfsmittel für die Seenavigation (1. Tagung in London, 1946)

IMRC — International Marine Radio Committee = Internationaler Seefunk-Ausschuß (= CIRM)

IMT — Impulse-modulated Telemetering (System) = impuls-moduliertes Meßverfahren

In — Indium, chemisches Element

in. — inch = Zoll (1 inch = 2,54 cm) frz.: 1 pouce = 2,54 cm

INA — Indian National Airways = Indische Staatliche Luftverkehrsgesellschaft
— International Normal Atmosphere = Internationale Normalatmosphäre

INAC — Instituto Nazionale per le Applicazioni del Calcolo = Staatliches Institut für angewandtes Rechnen (Italien)

Inc. — Incorporated; Großbritannien: eingetragene Firma — USA: AG

in.Hg. — inch of mercury = Zoll Quecksilbersäule (Maßeinheit für den Druck) 1 in.Hg. = 34,53 g/cm²

INS — International News Service = Name einer New Yorker Nachrichtenagentur

int. — intermediate = Zwischen . . ., Zwischenfrequenz . . .
— internal = Innen . . .
— international = international, zwischenstaatlich

IPBM — Papierbaumwollkabel mit Bleimantel (nur Innenkabel)

IPF — Institut für Post- und Fernmeldewesen (Berlin)

IPS — Ionospheric Prediction Service = Ionosphärischer Voraussagendienst (Sydney, Australien)

ips — inches per second = Zoll pro Sekunde; 1 ips = 2,54 cm/s

IQ — Instrument Quality = Meßgenauigkeit

IR — india rubber = Gummi, Kautschuk
— infrared = Infrarot

Ir — Iridium, chemisches Element

IRE — Institute of Radio Engineers = Institut für Funkingenieure (Großbritannien)

ISA — International Federation of the National Standardizing Associations = Internationale Vereinigung der staatlichen Normenausschüsse
— international standard atmosphere = internationale Normalatmosphäre

ISO — International Standardization Organization = Internationaler Normungsausschuß (= OIN)

I.S.T. — Indian Standard Time = Indische Normalzeit

IT — Zahlengeber-Irrungstaste

ITA — Independent Television Authority = Name einer britischen Fernsehgesellschaft

ITU — International Telecommunication Union = Internationaler Fernmeldeverein, Weltnachrichtenverein (= UIT)

IU — Impulsunterdrücker
— Induktor-Umschalter

J

J — Jod, chemisches Element
— Joule (Maßeinheit für die elektrische Energie oder Arbeit) 1 J = 1 Ws = 0,102 mkg
— Lichtstärke

j — $i = \sqrt{-1}$ = imaginäre Einheit, Drehoperator

JAN — Joint Army-Navy = Bezeichnung für Geräte, die in der amerikanischen Armee (Heer) und Marine gemeinsam verwendet werden

JANAP — Joint Army-Navy-Air Publications = gemeinsame Veröffentlichungen der amerikanischen Streitkräfte (Heer-Marine-Luftwaffe)

jar — brit. Maßeinheit für die elektr. Kapazität; 1 jar = $\frac{1}{900}\,\mu F$

JASA — Journal of the Acoustical Society of America = Zeitschrift der Amerikanischen Akustischen Gesellschaft (behandelt insbesondere Fragen der Ultraschallforschung)

JESA — Japanese Engineering Standards Association = Japanischer Maschinenbau-Normenverband

JSMPE — Journal of the Society of Motion Picture Engineers = Zeitschrift des Verbandes der Filmtechniker

JSMPTE — Journal of the Society of Motion Picture and Television Engineers = Zeitschrift des Verbandes der Film- und Fernsehtechniker

J.S.T. — Japanese Standard Time = Japanische Normalzeit

K

K — Kabel mit Bleimantel (bei Kabelkurzbezeichnungen)
— Kalium, chemisches Element
— Katode
— Kilo . . . = 10^3
— Klirrfaktor (auch: Kl)
— Konzentration

°K — Grad Kelvin (Maßeinheit für absolute Temperaturgrade); absoluter Nullpunkt bei $T_0 = -273{,}16\,°C$

k — Boltzmannsche Konstante = $1{,}38 \cdot 10^{-23}\,\frac{Ws}{°K}$
— ankommend (z. B. Ue-k = Übertragung für ankommenden Verkehr)

ϰ — (kappa) = spezifischer Leitwert, Leitfähigkeit (nach AEF)

KA — Knotenamt

Ka — Amtsklinke (auch: Kl)

KAL — Kanalanruflampe

KB — kurzzeitiger Betrieb

Kb — Klinke für besondere Leitungen

kc — häufig angewendete, jedoch *falsche* Abkürzung für „kilocycles per second" (kc/s) = kHz

kc/s — kilocycles per second = kilocycles par seconde = kHz

Kd — Dienstleitungsklinke

Kda — Dienstabfrageklinke

KdT — Kammer der Technik (Berlin)

KEG — Kabelendgestell

KEV — Kabelendverteiler

KF — Korrosionsfestigkeit

Kf — Fernleitungsklinke

KfK — Kanalklinke

KFS — Kugelfunkenstrecke

Kfü — Übergabeklinke

Kfz — Kraftfahrzeug

KG — Kommandit-Gesellschaft

kgps — kilogram per second = kg/s

KGW — Knotenamts-Gruppenwähler

Kh — Hilfsklinke

kip — kilopound = Kilo-Pfund; 1 kip = 453,59 kg (s. a. „lb.")

KL — Kontrollampe

Kl — Klinke, Leitungsklinke, Abfrageklinke, Amtsklinke (auch: Ka)
— Klirrfaktor (auch: K)
— Knotenamtsleitung

Km — Mithörklinke

kM — Kilo-Mega = 10^9 = Giga . . . (= G)

kmc — häufig angewendete, jedoch *falsche* Abkürzung für „kilomegacycles per second" (kMc/s) = kMHz = 10^9 Hz = GHz

kmph — kilometer per hour = Kilometer/Stunde (km/h)

kn — knot = Knoten, Seemeilen pro Stunde; 1 kn = 1,853 km/h

KNRU — Rohrdrahtleitung mit Faserstoffumflechtung über den Metallmantel

Ko — Ortsklinke

Kp — Prüfklinke

k (P) — kurzbespulte Leitung mit Papierisolation

kph — kmph = km/h

KR — time constant = Zeitkonstante

Kr — Krypton, chemisches Element

k (S) — kurzbespulte Leitung mit Styroflexisolation

Ks — Schnellklinke

KSP — Kegelschmelzpunkt

Kst — Störungsklinke

KT — receiver input-noise energy = Eingangsrauschleistung eines Empfängers

Kt — Teilnehmerklinke

kt — kn = knot

KU — Kanalumsetzer

KÜ — Überwachungsklinke

Kü — Überweisungsleitungsklinke

KV — Kanalverstärker

Kv — Verbindungsklinke

kvar — reactive kilovolt-ampere = Blind-kVA

KW — Kurzwelle = Dekameter-Wellen (3 MHz bis 30 MHz, 100 m bis 10 m)

Kz — Zuschalteklinke